



CEFET-SP

CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA
DE SÃO PAULO

UNED DE CUBATÃO

APOSTILA DE

ACIONAMENTOS INDUSTRIAIS
ACIONAMENTOS INDUSTRIAIS

**CURSO SUPERIOR DE
TECNOLOGIA EM AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL**

4^o SEMESTRE

PROFESSOR AMAURI DIAS DE CARVALHO

Revisão 0.0 – Agosto/2006

SUMÁRIO

1 - Sistemas trifásicos	5
1.1 - Valor eficaz	6
1.2 - Sistemas Trifásicos	7
1.2.1 - Geração de tensões trifásicas	7
1.2.2 - Sistemas equilibrados	8
1.2.3 - Tensões de fase e de linha	9
1.3 - Relação entre as montagens triângulo e estrela	11
1.4 - Potências	12
1.4.1 - Potências ativa, reativa e aparente	13
1.5 - Ligação trifásica em transformadores	14
1.6 - Significado do valor nominal de placa do transformador	15
1.7 Transformadores em circuitos trifásicos	15
2 - Motores elétricos	17
2.1 - Motores de corrente contínua	17
2.1.1 - Modelo matemático do motor de CC	20
2.2 - Tipos de Motores de Corrente Contínua	20
2.2.1 - Motor série	21
2.2.2 - Motor paralelo ou shunt	22
2.2.3 - Motor compound curto e longo	23
2.3 - Sentido de rotação	23
2.4 - Aplicações do motor CC	23
2.5 - Torque do Motor e Resistente	24
2.6 - Motores CA	24
2.6.1 - Campo magnético girante	24
2.6.2 - Pólos magnéticos em motores CA	26
2.6.3 - Motor de indução	26
2.6.4 - Escorregamento	28
2.6.5 - Perdas no motor	29
2.6.6 - Categorias de conjugado	29
2.7 - Partida de motores	30
3 - Tiristores	31
3.1 - SCR - retificador controlado de silício	31
3.1.1 - Métodos de disparo de um SCR	32
3.2 - Comutação de um SCR	33
3.3 - Curva característica de um SCR	34
3.3.1 - Considerações sobre a tensão de disparo de um SCR	34
3.4 - Aplicações do SCR	35
3.4.1 - Utilização do SCR com tensão contínua e constante	35
3.4.2 - Utilização do SCR com tensão senoidal retificada	39
4 – Conversores CA/CC	42
4.1 - O motor de corrente continua acionado por um gerador eletromecânico	42
4.2 - O motor de corrente continua acionado por uma estrutura de estado sólido	43
4.3 - Quadrantes de operação	44
4.4 - Conversores não reversíveis	45
4.5 - Conversores reversíveis	45
4.6 - Pontes trifásicas	46
4.7 - Classificação das pontes retificadoras	47
4.7.1 - Pontes retificadoras não controladas	47
4.7.2 - Exercício resolvido	48
4.7.3 - Conversores trifásicos semicontrolados	49

4.7.4 - Conversores trifásicos totalmente controlados.....	50
4.7.5 - Conversores trifásicos com configuração antiparalela.....	50
4.8 - Considerações.....	50
5 - Métodos de comando de um motor de indução.....	52
5.1 - Partida de motores trifásicos.....	52
5.1.1 - Critérios de escolha do método de partida.....	53
5.2 - Categorias de partida.....	53
5.3 - Partida direta (plena tensão).....	54
5.4 - Partida estrela-triângulo (Y- Δ).....	55
5.5 - Partida eletrônica (soft-starter).....	59
5.5.1 - Controle por tensão.....	60
5.5.2 - Componentes de estado sólido.....	61
5.5.3 - Elementos para o chaveamento.....	61
5.5.4 - A tensão na partida.....	61
5.5.5 - Controle em malha aberta.....	61
5.5.6 - Controle em malha fechada.....	62
5.5.7 - Alguns pontos que podem ser parametrizados.....	62
5.5.8 - Principais aplicações.....	62
5.6 - Vantagens e desvantagens dos métodos de partida.....	63
5.7 - Frenagem.....	63
5.7.1 - Frenagem por contracorrente.....	63
5.7.2 - Frenagem por injeção de corrente contínua (CC).....	64
6 - O inversor de frequência.....	66
6.1 - Combinações para os conversores.....	68
6.2 - Inversor de fonte de tensão trifásico.....	69
6.3 - Modulação por largura de pulso.....	70
6.3.1 - Modulação por largura de pulso senoidal.....	72
6.4 - Métodos de controle dos inversores de frequência.....	72
6.4.1 - Controle escalar.....	72
6.4.2 - Controle vetorial.....	74
6.5 - Características dos motores de indução acionados com inversores.....	76
7 - Aplicação de acionamentos.....	77
7.1 - Definições, fundamentos e princípios.....	77
7.1.1 - Relações Básicas.....	77
7.1.2 - Efeito de uma transmissão mecânica.....	79
7.2 - Requerimentos da carga.....	80
7.2.1 - Tipos de cargas.....	80
7.2.2 - O pico de carga.....	81
7.2.3 - Estimando cargas.....	81
8 - Seleção de acionamentos (motor/inversor).....	83
8.1 - Operação abaixo da rotação nominal.....	83
8.1.1 - Motor autoventilado.....	83
8.1.2 - Motor com ventilação independente.....	85
8.1.3 - Operação acima da rotação nominal.....	85
8.1.4 - Casos especiais.....	85
8.2 - Aplicações.....	87
8.2.1 - Bombas centrífugas e ventiladores.....	87
8.2.2 - Extrusoras.....	89
8.2.3 - Bobinadores/desbobinadores.....	89
9 - Instalação de inversores de frequência.....	91
9.1 - Rede de alimentação elétrica.....	91

9.2 - Fusíveis	91
9.3 - Condicionamento de rede de alimentação.....	91
9.4 - Interferência eletromagnética (EMI) - conceitos básicos.....	92
9.5 - Cabos.....	94
9.6 - Aterramento.....	94
9.7 - Dispositivos de saída.....	96
9.8 - Instalação em painéis – princípios básicos.....	96
10 - Referências bibliográficas.....	97

1 - Sistemas trifásicos

Neste capítulo, faz-se uma pequena introdução às grandezas alternadas onde são apresentadas algumas das razões porque os sistemas alternados senoidais (CA) se impuseram face aos sistemas contínuos (CC). Apresentam-se os parâmetros que caracterizam uma grandeza alternada senoidal e o conceito de valor eficaz de uma grandeza periódica, particularizando o cálculo para uma grandeza alternada senoidal.

A representação de grandezas CA através da notação complexa (vetores girantes) simplifica o tratamento matemático necessário à análise do regime permanente de circuitos em CA.

As funções alternadas senoidais são particularmente importantes para a análise de circuitos, pois a maior parte dos sistemas de produção e distribuição elétrica gera e transmite energia através de grandezas cuja evolução no tempo se pode considerar senoidal. A sigla, normalmente utilizada para designar esta forma de energia elétrica é CA (Corrente Alternada).

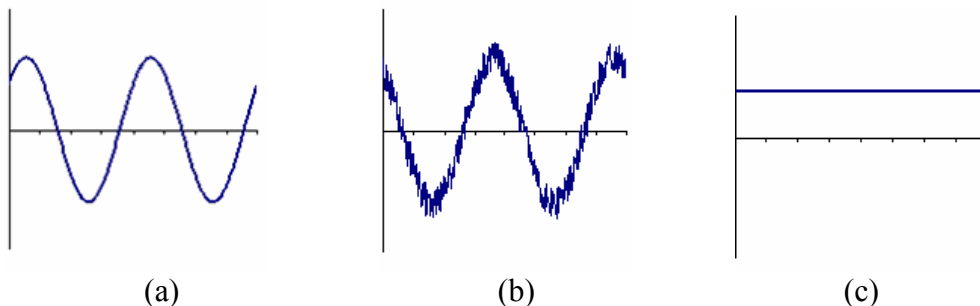


Figura 1.1 – (a) Grandeza alternada senoidal; (b) Grandeza Alternada não senoidal (c) Grandeza contínua.

A grande vantagem da alimentação em CA, comparativamente à CC (Corrente Contínua) onde as grandezas têm uma evolução constante no tempo, é verificada na facilidade do transporte de energia. Em CA se pode transportar energia em tensões muito altas. A tensão alternada produzida numa central é elevada por um transformador que diminui, aproximadamente na mesma proporção, a corrente. Com isso as perdas Ri^2 são menores em alta tensão, do que seriam se a energia fosse transportada ao nível de tensão a que é produzida. Já a geração de energia em CC, mesmo atualmente encontra dificuldades para a elevação do nível de tensão para se fazer a sua transmissão. Esta foi a principal razão porque os sistemas CA se impuseram aos sistemas CC.

Uma grandeza alternada senoidal, $x(t)$, pode ser descrita pela expressão matemática:

$$x(t) = X_M \text{sen}(\omega.t + \varphi), \quad 1.1$$

sendo:

$x(t)$ = o valor instantâneo;

X_M = a sua amplitude máxima;

$\omega.t + \varphi$ = a fase;

ω = frequência angular que se expressa em radianos por segundo (rad/s) e

φ = fase inicial expressa em radianos.

A frequência angular relaciona-se com a frequência f , expressa em ciclos por segundo ou hertz (Hz), através de $\omega = 2.\pi.f$.

A frequência pode ser expressa em função do período T , através de:

$$f = \frac{1}{T}. \quad 1.2$$

Todos estes parâmetros da senóide estão graficamente representados na Figura 1.2.

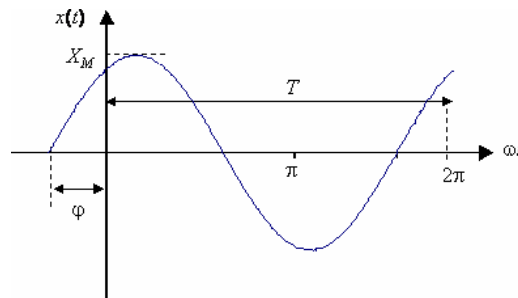


Figura 1.2 – Representação gráfica de uma grandeza senoidal.

Dadas duas grandezas senoidais com igual frequência, descritas pelas expressões:

$$x(t) = X_M \text{sen}(\omega.t + \varphi), \quad \text{e} \quad y(t) = Y_M \text{sen}(\omega.t + \gamma),$$

designa-se por defasagem entre as grandezas, a diferença de fases iniciais, $(\varphi - \gamma)$.

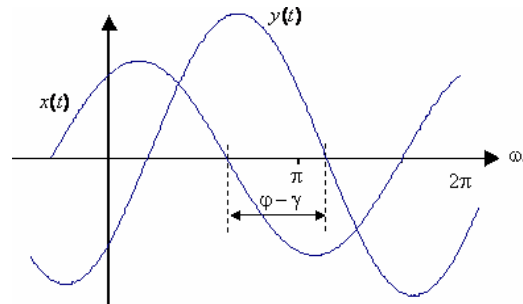


Figura 1.3 – Representação gráfica do defasamento entre duas grandezas senoidais.

De acordo com o exemplo dado na Figura 1.3, diz-se que a grandeza $x(t)$ está avançada $(\varphi - \gamma)$ radianos, relativamente a $y(t)$. A afirmação dual também é válida: a grandeza $y(t)$ está atrasada $(\varphi - \gamma)$ radianos, relativamente a $x(t)$.

1.1 - Valor eficaz

O conceito de valor eficaz de uma tensão ou corrente alternada senoidal está diretamente ligado à potência transferida por esse par de grandezas; é através do valor eficaz que se pode comparar a potência associada a grandezas CA com potências associadas a grandezas CC.

Fisicamente, o valor eficaz de uma corrente alternada é o valor da intensidade de uma corrente contínua que produziria, numa resistência, o mesmo efeito calorífico que a corrente alternada em questão.

Matematicamente, o valor eficaz, X_{ef} , de uma grandeza periódica $x(t)$ é determinado através de:

$$X_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (x(t))^2 . dt} . \quad 1.3$$

Aplicando a equação 4.3 no caso particular de uma grandeza alternada senoidal expressa por $x(t) = X_M \text{sen}(\omega.t + \varphi)$, conduz a:

$$X_{ef} = \frac{X_M}{\sqrt{2}} . \quad 1.4$$

Poder-se-á assim escrever:

$$x(t) = \sqrt{2} X_{ef} \text{sen}(\omega.t + \varphi) . \quad 1.5$$

Graficamente, o valor eficaz está relacionado com a área sob a curva que representa a evolução temporal do quadrado da grandeza, tal como se representa na Figura 1.4.

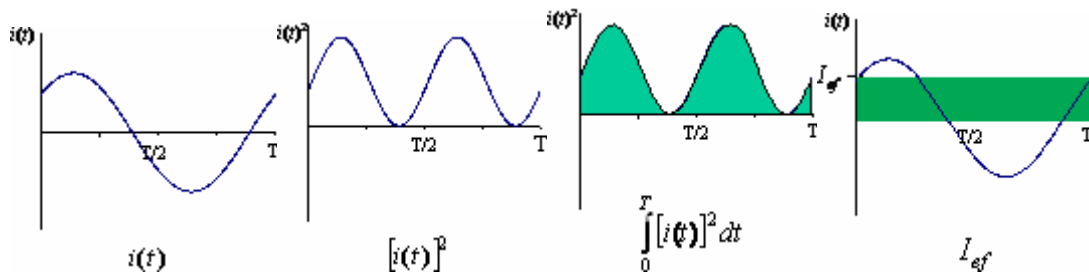


Figura 1.4 – Representação gráfica do cálculo do valor eficaz.

O valor eficaz de uma grandeza altera-se com a amplitude, com perturbações na forma da onda, mas não é afetado por variação da frequência, nem da fase inicial.

1.2 - Sistemas Trifásicos

Um sistema trifásico é constituído por três tensões iguais, com diferenças de fase fixas. No sistema trifásico a diferença de fase entre as tensões é de 120° . Este sistema é usado para geração e transmissão de energia elétrica.

1.2.1 - Geração de tensões trifásicas

Tomando como base o gerador teórico visto na Figura 1.5, percebe-se que a diferença de fase de 120° é obtida montando-se os enrolamentos do rotor do gerador defasados de 120° .

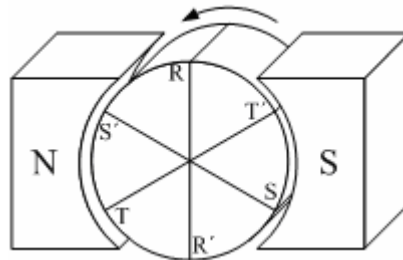


Figura 1.5 – Gerador trifásico teórico.

Considerando uma seqüência RST, a tensão na bobina RR' atinge um valor de tensão máxima em primeiro lugar, seguida pela bobina SS' e, logo após, pela bobina TT' .

Essa seqüência pode ser vista no diagrama de fasores da Figura 1.6. Considere a rotação anti-horária como sendo positiva, onde os fasores passam por um ponto fixo na seqüência RST, RST, ... Também pode ser observada pelo traçado das tensões instantâneas na Figura 1.7, onde se verifica que os valores máximos ocorrem nesta mesma ordem. A rotação das bobinas do gerador da Figura 1.5 em sentido oposto resulta na seqüência RTS.

A seqüência de fases RST é designada por seqüência positiva e a seqüência RTS, por seqüência negativa.

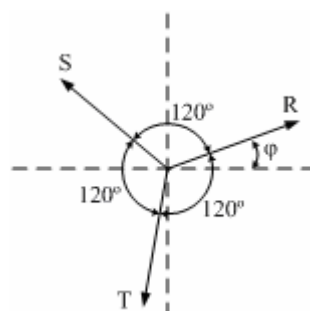


Figura 1.6 – Diagrama de fasores.

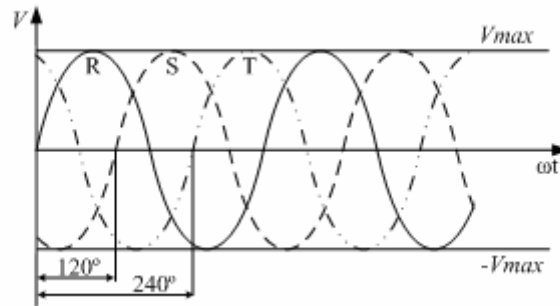


Figura 1.7 – Evolução temporal das tensões instantâneas em um sistema trifásico.

O gerador elétrico da Figura 1.5 é teórico, diversas limitações práticas impedem a sua utilização. Atualmente, na prática, o campo gira enquanto o enrolamento trifásico é estacionário.

Os sistemas alternados senoidais são de particular importância na eletricidade, pois constituem a maior parte dos sistemas de produção e transporte de energia elétrica.

Um sistema trifásico de tensões alternadas senoidais fica completamente especificado pela sua frequência angular, $\omega=2\pi f$, ou pelo seu período, T, pela amplitude máxima, V_{MAX} , ou pelo valor eficaz dessa amplitude, V_{ef} , e pela fase na origem, ϕ . É descrito pelo conjunto de equações:

$$\begin{cases} V_R(t) = \sqrt{2} \cdot V_{R\text{ef}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi) \\ V_S(t) = \sqrt{2} \cdot V_{S\text{ef}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi - 120^\circ) \\ V_T(t) = \sqrt{2} \cdot V_{T\text{ef}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi - 240^\circ) \end{cases} \quad 1.6$$

1.2.2 - Sistemas equilibrados

Diz-se que o sistema trifásico é equilibrado quando são idênticas entre si as amplitudes das 3 fases, assim como a defasagem entre elas. Quando isto não acontece, designa-se o sistema trifásico como desequilibrado (Figura 1.8).

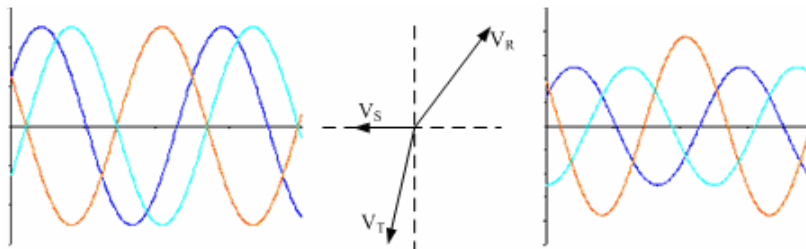


Figura 1.8 – Diagramas de exemplos de sistemas trifásicos desequilibrados.

Uma das características dos sistemas trifásicos equilibrados é a soma das tensões de fase ser nula em qualquer instante.

$$V_R(t) + V_S(t) + V_T(t) = 0,$$

$$\sqrt{2} \cdot V_{ef} [\text{sen}(\omega t + \phi) + \text{sen}(\omega t + \phi - 120^\circ) + \text{sen}(\omega t + \phi - 240^\circ)] = 0. \quad 1.7$$

No diagrama de fasores também se pode verificar que num sistema equilibrado a soma vetorial das tensões instantâneas é nula. A Figura 1.9 ilustra a soma vetorial das tensões na situação em que V_S está atrasada em relação à V_R de 120° e V_T de 240° . Observa-se que a soma de V_S com V_T resulta em um vetor com a mesma amplitude do vetor V_R , porém em sentido oposto. Resultando em um resultado nulo para a soma vetorial de todas as tensões.

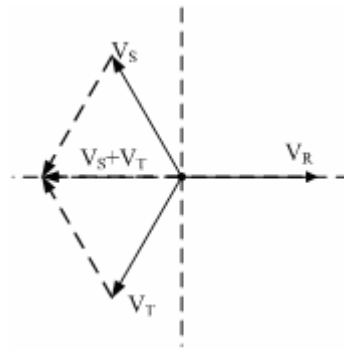


Figura 1.9 – Diagramas da soma das amplitudes.

1.2.3 - Tensões de fase e de linha

Um sistema de tensões trifásico alternado senoidal pode ser entendido como um conjunto de 3 fontes monofásicas alternadas senoidais.

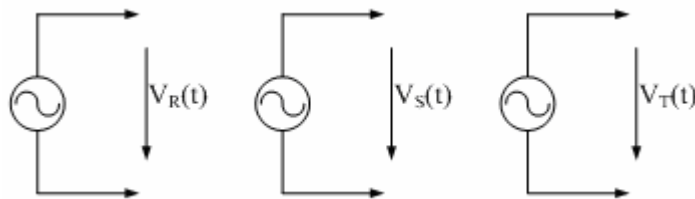


Figura 1.10 – 3 fontes monofásicas alternadas senoidais.

O esquema da Figura 1.10 pode ser redesenhado na forma esquematizada na Figura 1.11, chamada de ligação em *estrela*.

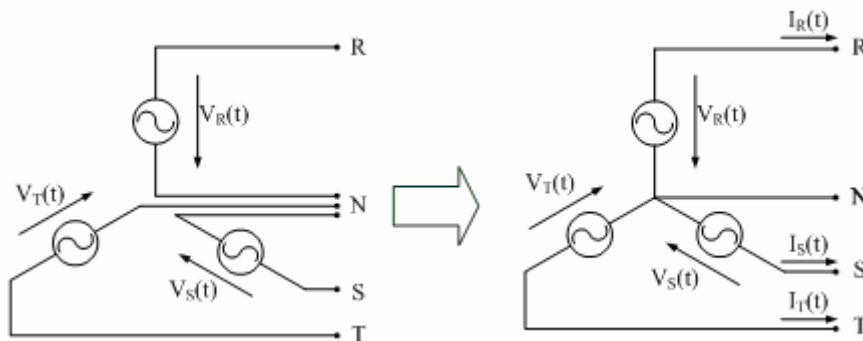


Figura 1.11 – Fonte trifásica alternada senoidal ligada em estrela.

Os condutores R, S e T são designados por *condutores de fase* e o condutor N por *condutor neutro*.

No entanto, aos terminais desta fonte não se têm, apenas, disponíveis 3 tensões alternadas senoidais de igual amplitude, como se verá a seguir.

Admita a existência de 3 malhas fictícias tal como se representa na Figura 1.12.

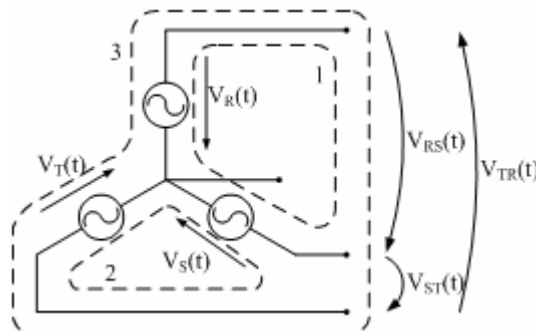


Figura 1.12 – Fonte trifásica alternada senoidal e malhas fictícias.

- A circulação na malha 1 conduz à soma vetorial $V_{RS}(t) = V_R(t) - V_S(t)$.
 - A circulação na malha 2 conduz à soma vetorial $V_{ST}(t) = V_S(t) - V_T(t)$.
 - A circulação na malha 3 conduz à soma vetorial $V_{TR}(t) = V_T(t) - V_R(t)$.
- Substituindo as expressões de $V_R(t)$, $V_S(t)$ e $V_T(t)$, obtém-se:

$$\begin{cases} V_{RS}(t) = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_{R_{ef}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi + 30^\circ) \\ V_{ST}(t) = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_{S_{ef}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi - 120^\circ + 30^\circ) \\ V_{TR}(t) = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_{T_{ef}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi - 240^\circ + 30^\circ) \end{cases} \quad 1.8$$

As tensões entre os condutores de fase constituem um sistema trifásico equilibrado de tensões e têm uma amplitude $\sqrt{3}$ vezes superior à tensão entre os condutores de fase e o neutro e estão avançadas 30° relativamente a estas.

As tensões entre os condutores de fase, $V_{RS}(t)$, $V_{ST}(t)$ e $V_{TR}(t)$, designam-se por *tensões de linha*, enquanto as tensões entre cada condutor de fase e o neutro, $V_R(t)$, $V_S(t)$ e $V_T(t)$, se designam por *tensões de fase*. Já as *correntes de linha* e *de fase* são iguais e denominadas por $I_R(t)$, $I_S(t)$ e $I_T(t)$. Tome como exemplo um sistema trifásico que apresenta as seguintes tensões de linha:

$$\begin{cases} V_{RS}(t) = 208 \angle 120^\circ \\ V_{ST}(t) = 208 \angle 0^\circ \\ V_{TR}(t) = 208 \angle 240^\circ \end{cases} \quad \text{As tensões de fase serão:} \quad \begin{cases} V_R(t) = \frac{208}{\sqrt{3}} \angle (120^\circ - 30^\circ) = 120 \angle 90^\circ \\ V_S(t) = \frac{208}{\sqrt{3}} \angle (0^\circ - 30^\circ) = 120 \angle (-30^\circ) \\ V_T(t) = \frac{208}{\sqrt{3}} \angle (240^\circ - 30^\circ) = 120 \angle 210^\circ \end{cases}$$

Então em um sistema trifásico equilibrado, ligado em *estrela* a relação entre a amplitude da tensão de linha e de fase e entre as amplitudes das correntes de linha e de fase é:

$$\begin{aligned} \text{Tensão de linha} &= \sqrt{3} \cdot \text{Tensão de fase} \\ \text{Corrente de linha} &= \text{Corrente de fase} \end{aligned} \quad 1.9$$

É importante notar que no sistema trifásico ligado em estrela, a tensão de fase está 30° defasada em relação à tensão de linha. O diagrama vetorial das amplitudes das tensões de linha e de fase encontra-se representado na Figura 1.13 onde, por simplicidade gráfica, se admitiu que a fase na origem da tensão simples $V_R(t)$ era nula, isto é $\emptyset = 0$.

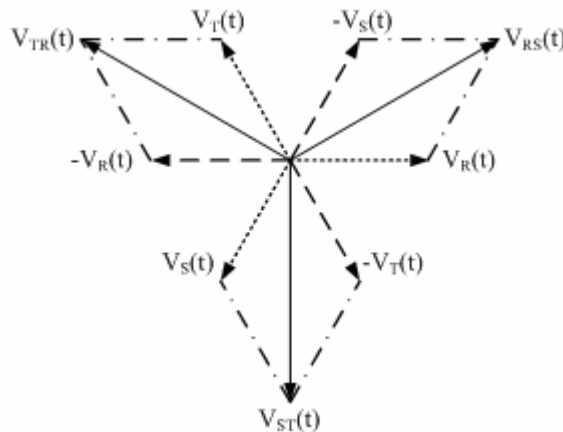


Figura 1.13 – Diagrama vetorial das tensões de fase e de linha do sistema trifásico em estrela.

Uma fonte de tensão trifásica equilibrada pode, então, ser entendida como um conjunto de 6 fontes monofásicas:

- entre cada um dos condutores de fase e o neutro, existem 3 fontes monofásicas que apresentam um valor eficaz de V_{EF} (tensões de fase) e
- entre os condutores de fase, existem outras 3 fontes monofásicas que apresentam um valor eficaz de $\sqrt{3} \cdot V_{EF}$ (tensões compostas).

Se, tomando por base a Figura 1.11, os terminais das fontes monofásicas forem ligados na seguinte seqüência: R com o N de S, S com o N de T e T com o N de R, o sistema trifásico que se formará estará ligado na configuração *triângulo*, conforme mostrado na Figura 1.14.

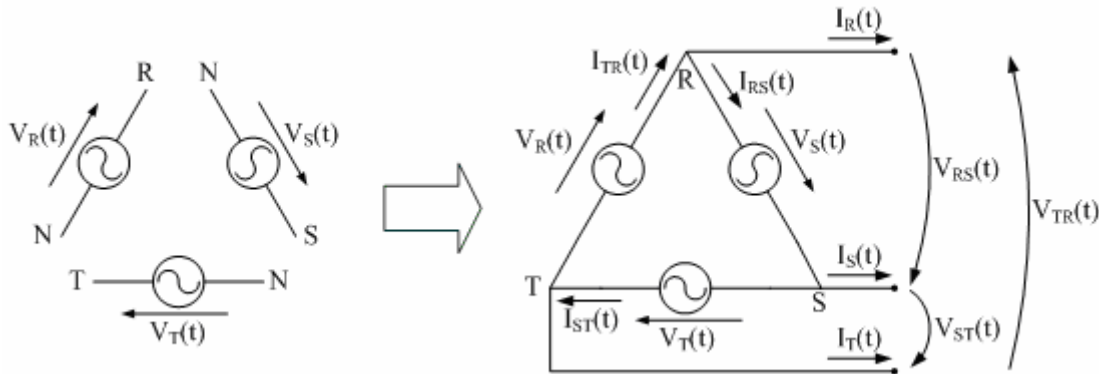


Figura 1.14 – Fonte trifásica alternada senoidal ligada em triângulo.

Note que neste caso as tensões de fase $V_R(t)$, $V_S(t)$ e $V_T(t)$ e de linha $V_{RS}(t)$, $V_{ST}(t)$ e $V_{TR}(t)$ tem a mesma amplitude, ou seja, são iguais. Já a amplitude das correntes de linha é $\sqrt{3}$ vezes a amplitude das correntes de fase. Em resumo num sistema trifásico ligado na configuração *triângulo* tem-se:

$$\begin{aligned} \text{Corrente de linha} &= \sqrt{3} \cdot \text{Corrente de fase} \\ \text{Tensão de linha} &= \text{Tensão de fase} \end{aligned} \quad 1.10$$

Da mesma forma que no sistema trifásico ligado em estrela a tensão de fase está 30° defasada em relação à tensão de linha, na configuração em triângulo é importante notar que a corrente de fase está 30° defasada em relação à corrente de linha.

Utilizando-se a lei de Kirchoff nos vértices do triângulo da Figura 1.14, se pode montar um sistema de equações vetoriais para relacionar as correntes de linha $I_R(t)$, $I_S(t)$ e $I_T(t)$ com as correntes de fase $I_{RS}(t)$, $I_{ST}(t)$ e $I_{TR}(t)$. A lei de Kirchoff pode ser enunciada como a soma das correntes que chegam a um nó é igual a somas das correntes que deixam o nó, desta forma:

$$\begin{cases} \text{Nó R} \Rightarrow I_R(t) + I_{RS}(t) = I_{TR}(t) \\ \text{Nó S} \Rightarrow I_S(t) + I_{ST}(t) = I_{RS}(t) \\ \text{Nó T} \Rightarrow I_T(t) + I_{TR}(t) = I_{ST}(t) \end{cases} \quad 1.11$$

1.3 - Relação entre as montagens triângulo e estrela

Considere a montagem em triângulo apresentada na Figura 1.15. A amplitude da corrente que circula na impedância Z_Δ é dada por:

$$Z_\Delta = \frac{V_{\text{LINHA}\Delta}}{I_{\text{LINHA}\Delta} / \sqrt{3}} \quad 1.12$$

Mas em sistema triângulo a corrente de linha I_S é $\sqrt{3}$ vezes a corrente de fase I_{RS} . Se agora forem ligadas as mesmas impedâncias em uma configuração estrela, a corrente sobre a impedância será dada por:

$$Z_Y = \frac{V_{\text{LINHA}_Y} / \sqrt{3}}{I_{\text{LINHA}_Y}} \quad 1.13$$

Note que, neste exemplo, Z_Δ é igual à Z_Y . Então igualando as equações 1.12 e 1.13, tem-se:

$$\frac{V_{\text{LINHA}_\Delta}}{I_{\text{LINHA}_\Delta} / \sqrt{3}} = \frac{V_{\text{LINHA}_Y} / \sqrt{3}}{I_{\text{LINHA}_Y}}$$

$$\frac{I_{\text{LINHA}_Y}}{I_{\text{LINHA}_\Delta} / \sqrt{3}} = \frac{V_{\text{LINHA}_Y} / \sqrt{3}}{V_{\text{LINHA}_\Delta}} \quad 1.14$$

A tensão de linha, tanto na configuração estrela como na configuração triângulo são iguais, podendo então ser cortadas na equação 1.14. Daí resulta então, a seguinte relação entre as correntes:

$$I_{\text{LINHA}_Y} = \frac{I_{\text{LINHA}_\Delta}}{3} \quad 1.15$$

1.4 - Potências

A corrente que circula em cada carga em um sistema trifásico equilibrado é igual nas três cargas, independentemente da forma como estão ligadas, ou seja, em estrela ou triângulo.

A potência total do sistema será a soma da potência individual consumida por cada carga que está sendo alimentada. Denomina-se esta potência individual de potência de fase (P_F). Pode-se então escrever que a potência total (P_T) do sistema será:

$$P_T = 3.P_F \quad 1.16$$

Observando o sistema em triângulo da Figura 1.15, vê-se que a tensão na impedância Z_Δ é a tensão de linha (que em um sistema triângulo é igual à de fase) e a corrente é a corrente de fase.

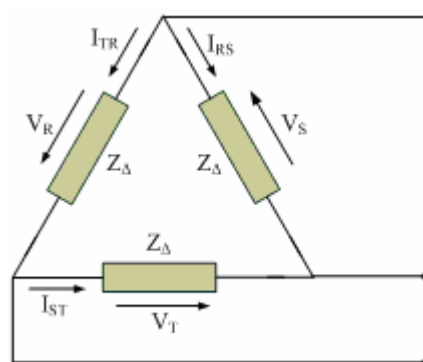


Figura 1.15 – Potência em um sistema ligado em triângulo.

Como estamos ligando impedâncias deverá existir uma defasagem entre a tensão e a corrente sobre a carga, Por exemplo, entre V_S e I_{RS} . Esta defasagem será representada pelo ângulo ϕ , denominado de ângulo de impedância. A equação 1.16 pode então ser escrita da seguinte forma:

$$P_T = 3.P_F = 3.V_{\text{linha}} \cdot I_{\text{fase}} \cdot \cos \phi \quad 1.17$$

Em um sistema triângulo, como já visto, tem-se que:

$$I_{\text{fase}} = \frac{I_{\text{linha}}}{\sqrt{3}}.$$

Substituindo este resultado na equação 1.17, fica:

$$P_T = 3 \cdot P_F = 3 \cdot V_{\text{linha}} \cdot \frac{I_{\text{linha}}}{\sqrt{3}} \cdot \cos \phi \Rightarrow .$$

$$P_T = \sqrt{3} \cdot V_{\text{linha}} \cdot I_{\text{linha}} \cdot \cos \phi . \quad 1.18$$

Fazendo-se a mesma análise para o sistema ligado em estrela chegaremos ao mesmo resultado, ou seja, pode-se afirmar que a potência em um sistema trifásico equilibrado independe da forma como está ligado o sistema, em triângulo ou em estrela.

1.4.1 - Potências ativa, reativa e aparente

As equações que exprimem as *potências ativa, reativa e aparente*, podem ser desenvolvidas geometricamente em um triângulo retângulo chamado “triângulo de potências”. A Figura 1.16 exemplifica o relacionamento - em uma carga capacitiva - entre as três potências existentes em um sistema elétrico. A letra S representa a *potência aparente*, a letra P representa a *potência ativa* e a letra Q representa a *potência reativa*.

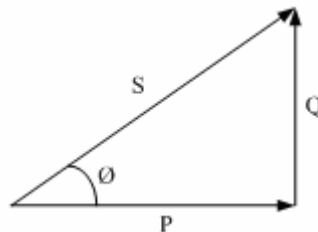


Figura 1.16 – Triângulo de potências.

As equações para as três potências podem ser obtidas do triângulo utilizando regras básicas de trigonometria. As fórmulas para cada uma em um sistema trifásico são:

$$P_T = \sqrt{3} \cdot V_{\text{linha}} \cdot I_{\text{linha}} \cdot \cos \phi . \quad 1.19$$

$$Q_T = \sqrt{3} \cdot V_{\text{linha}} \cdot I_{\text{linha}} \cdot \text{sen} \phi . \quad 1.20$$

$$S_T = \sqrt{3} \cdot V_{\text{linha}} \cdot I_{\text{linha}} . \quad 1.21$$

O cosseno do ângulo ϕ representa um valor importante em sistemas elétricos, denominado fator de potência. O fator de potência é uma grandeza adimensional e, apenas no caso de regimes senoidais, o seu valor é numericamente idêntico a $\cos \phi$.

Este parâmetro é utilizado pelas concessionárias de energia elétrica para tarifar o consumo de potência reativa pelas indústrias. O valor mínimo atualmente aceito pelas concessionárias é 0,92, ou seja, o ângulo formado entre a potência aparente e a potência ativa pode ser no máximo o arco cosseno de 0,92, que é igual a $23,07^\circ$.

O *fator de potência*, também é definido como a razão entre a potência ativa e a potência aparente.

$$\cos \phi = \frac{P}{S} . \quad 1.22$$

1.5 - Ligação trifásica em transformadores

O transformador é um dispositivo elétrico que também pode ser construído para operar tensões trifásicas. Ele é formado por três enrolamentos no primário e três no secundário, todos dividindo o mesmo circuito magnético. A Figura 1.17 mostra a distribuição dos enrolamentos ao longo do circuito magnético.

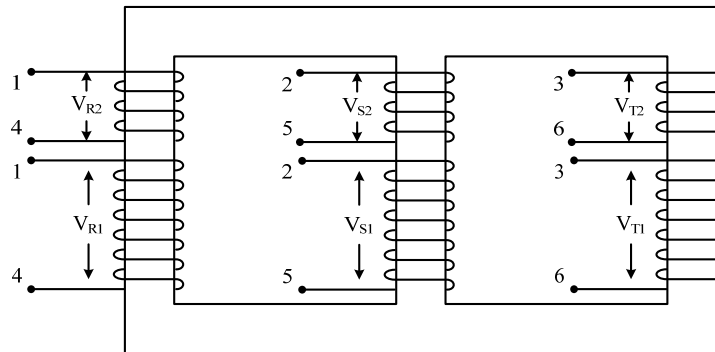


Figura 1.17 – Transformador trifásico.

Tanto os enrolamentos do primário como os do secundário, podem ser ligados nas configurações estrela ou triângulo, portanto podem ser formados os seguintes agrupamentos:

- 1 – triângulo – estrela;
- 2 – estrela – triângulo;
- 3 – triângulo – triângulo;
- 4 – estrela – estrela.

Baseando-se na Figura 1.17, a configuração triângulo – estrela, ou seja, o enrolamento primário ligado em estrela e o secundário ligado em triângulo é obtida interligando-se os terminais da forma como mostrado na □.

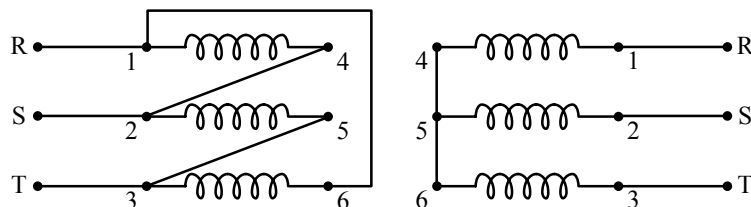


Figura 1.18 – Transformador conectado em estrela – triângulo.

Já a configuração estrela – triângulo é feita como mostrado na Figura 1.19.

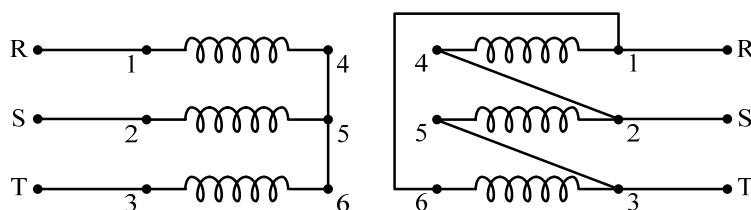


Figura 1.19 – Transformador conectado em triângulo – estrela.

A configuração triângulo – triângulo é apresentada na Figura 1.20.

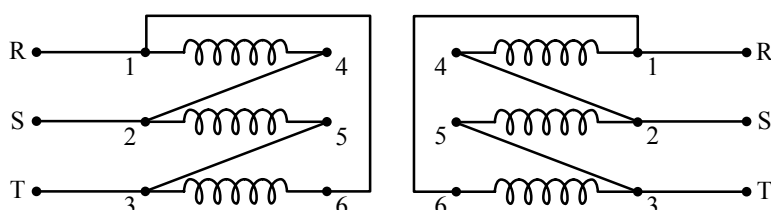


Figura 1.20 – Transformador conectado em triângulo – triângulo.

Por fim a configuração estrela – estrela pode ser vista na Figura 1.21.

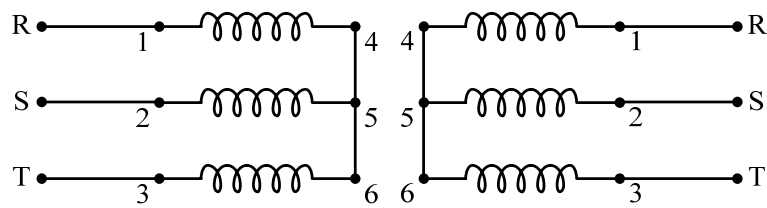


Figura 1.21 – Transformador conectado em estrela – estrela.

As mesmas relações entre tensões e correntes de fase e de linha, discutidas no capítulo de sistemas trifásicos, continuam válidas para as tensões e correntes nos transformadores.

As potências ativa, reativa e aparente podem ser calculadas pelas equações 1.19, 1.20 e 1.21, repetidas abaixo.

$$P_T = \sqrt{3} \cdot V_{\text{linha}} \cdot I_{\text{linha}} \cdot \cos \phi \cdot \quad (\text{W})$$

$$Q_T = \sqrt{3} \cdot V_{\text{linha}} \cdot I_{\text{linha}} \cdot \text{sen} \phi \cdot \quad (\text{VAR})$$

$$S_T = \sqrt{3} \cdot V_{\text{linha}} \cdot I_{\text{linha}} \cdot \quad (\text{VA})$$

1.6 - Significado do valor nominal de placa do transformador

Um transformador típico possui uma placa de identificação com as seguintes informações: 10 kVA, 2200 / 110 V. Qual o significado destes números?

O número 2200 refere-se à tensão de linha nominal do enrolamento do primário, É a tensão que deve ser aplicada ao primário do transformador para ele funcione corretamente. O número 110 refere-se à tensão de linha nominal do secundário. É a tensão que aparece na carga quando há circulação de corrente nominal. É obtida tomando-se a tensão primária e multiplicando-a pela relação de espiras “a” entre o primário e secundário, ou seja, dividindo-se 2200 por 110 se determina a relação de espiras do transformador em questão.

Por fim, o número de quilo-volt-ampères refere-se sempre aos quilo-volt-ampères de saída, que podem ser fornecidos a uma carga ligada no secundário do transformador.

1.7 Transformadores em circuitos trifásicos

Três transformadores podem ser ligados para formar um banco trifásico em qualquer dos quatro modos mostrados nas figuras acima. Em todas as figuras, os enrolamentos à esquerda são os primários, aqueles à direita são os secundários, e cada enrolamento primário tem como secundário aquele desenhado paralelo a ele. Também estão mostradas as tensões e correntes resultantes da aplicação ao primário de tensões de linha V e correntes de linha I, quando a relação entre espiras de primário e secundário N_1/N_2 vale a, considerando-se transformadores ideais. Deve-se notar que, para tensões de linha e potência aparente total fixas, a potência aparente nominal de cada transformador é um terço da potência aparente nominal do banco, independentemente das ligações usadas, mas que os valores nominais de tensão e corrente dos transformadores individuais dependem das ligações.

A ligação Y- Δ é comumente usada para transformar uma alta tensão em uma tensão média ou baixa. Uma das razões é que assim existe um neutro para aterrar o lado de alta tensão, um procedimento que, pode-se mostrar, é desejável na maioria dos casos. Inversamente, a ligação Δ -Y é comumente usada para transformar para uma alta tensão. A ligação Δ - Δ tem a vantagem de que um transformador pode ser removido para reparo ou manutenção enquanto os dois restantes continuam a funcionar como um banco trifásico com, entretanto, a potência nominal reduzida a 58 por cento do valor para o banco original; isto é conhecido como a ligação

delta aberto ou V. A ligação Y-Y é raramente utilizada, devido a dificuldades com fenômenos relativos a correntes de excitação.

Em lugar de três transformadores monofásicos, um banco trifásico pode consistir de um transformador trifásico tendo todos os 6 enrolamentos em um núcleo comum, e contido em um tanque comum. As vantagens de transformadores trifásicos são que eles custam menos, pesam menos, ocupam menos espaço e têm rendimento maior.

Os cálculos envolvendo transformadores trifásicos em circuitos equilibrados podem ser feitos considerando-se apenas um dos transformadores ou fases, pois as condições são exatamente as mesmas nas outras duas fases exceto pelos deslocamentos de fases associados a um sistema trifásico. Usualmente é conveniente desenvolver os cálculos em uma base por fase Y (linha a neutro), porque então as impedâncias dos transformadores podem ser somadas diretamente, em série com as impedâncias de linhas de transmissão. As impedâncias de linhas de transmissão podem ser referidas de um lado do banco de transformadores ao outro pelo uso do quadrado da relação ideal de tensões de linha (linha a linha) do banco. Tratando-se de bancos Y- Δ ou Δ -Y, todas as quantidades podem ser referidas ao lado ligado em Y. Tratando-se de bancos Δ - Δ em série com linhas de transmissão, é conveniente substituir as impedâncias ligadas em Δ , dos transformadores, por impedâncias equivalentes ligadas em Y. É bem conhecido que um circuito equilibrado em ligado em Δ de Z_{Δ} ohms por fase é equivalente a um circuito equilibrado ligado em Y de Z_Y ohms se:

$$Z_Y = Z_{\Delta} / 3 . \quad 1.23$$

2 - Motores elétricos

2.1 - Motores de corrente contínua

Dentre as máquinas de corrente contínua, podemos destacar os geradores e motores CC. A Figura 2.1 ilustra a montagem básica tanto do gerador como do motor, lembrando que no caso do gerador devemos aplicar energia mecânica ao eixo e retirar energia elétrica dos terminais, ao passo que no caso do motor devemos aplicar energia elétrica no rotor e retirar energia mecânica do mesmo.

Pela Figura 2.1, verifica-se que o rotor tem uma bobina enrolada ao mesmo a qual é cortada por um fluxo fixo, que na prática corresponde ao fluxo dos pólos do motor, fixados no estator.

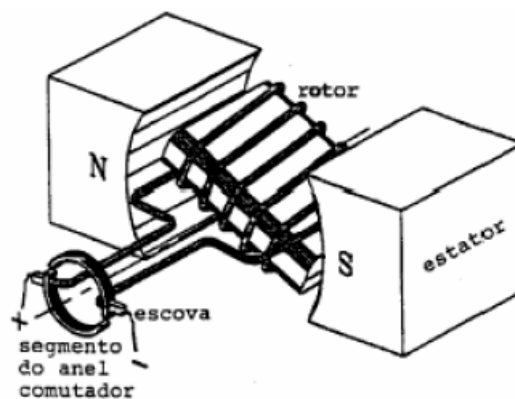


Figura 2.1 – Máquina de corrente contínua elementar.

Na Figura 2.2 vê-se a configuração física de um motor CC.

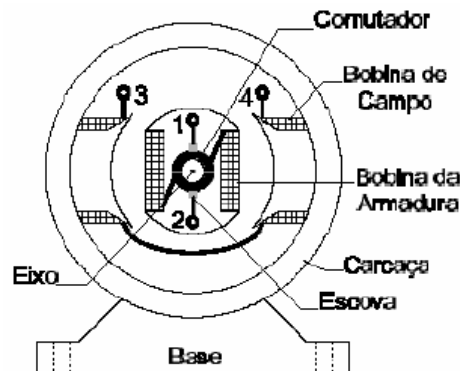


Figura 2.2 – Configuração física de um motor CC.

Verifica-se a presença da bobina de campo presa a peça polar e a bobina da armadura presa ao rotor. A bobina da armadura é ligada ao comutador, que por sua vez está em contato com as escovas. É graças à escova e ao comutador que é possível alimentar o enrolamento da armadura (bobina do rotor).

Na Figura 2.3 é visto a representação básica de um motor CC. O motor de corrente contínua apresenta quatro terminais acessíveis, dois para as bobinas de campo (terminais 3 e 4) e dois para as bobinas de armadura (terminais 1 e 2). Em alguns motores de baixa potência, as bobinas de campo são substituídas por ímãs permanentes. Neste caso, o motor apresenta apenas dois terminais de acesso (terminais 1 e 2).

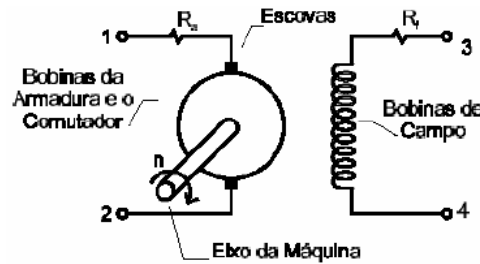


Figura 2.3 – Representação básica de um motor CC.

O princípio de funcionamento de um motor de corrente contínua está baseado na força mecânica que atua sobre um condutor imerso num campo magnético, quando sobre ele circula uma corrente elétrica. Observe a Figura 2.4. Na bobina 1, as forças são iguais e opostas, não produzindo nenhuma força de rotação (torque ou par binário), mas as bobinas 2,3 e 4 têm sobre elas um torque F_x tal que impulsiona o rotor para girar, levando consigo a bobina 1, que então entra na região (da bobina 2) onde estava a bobina 2, e então passa a exercer uma força de giro também. Observe que para este esquema funcionar, é necessário inverter o sentido da corrente da armadura a cada 180° . O elemento que faz a comutação do sentido da corrente é o comutador.

Sabe-se que, quando um condutor está imerso num campo magnético, se deslocando com certa velocidade “v” dentro deste campo, sobre ele é induzida uma corrente elétrica. Observe que o sentido desta corrente elétrica é contrário ao sentido mostrado na Figura 6.4. Por isso essa força eletromotriz induzida é chamada de *força-contra-eletromotriz induzida - f_{cem}*- simbolizada pelas letras E_c .

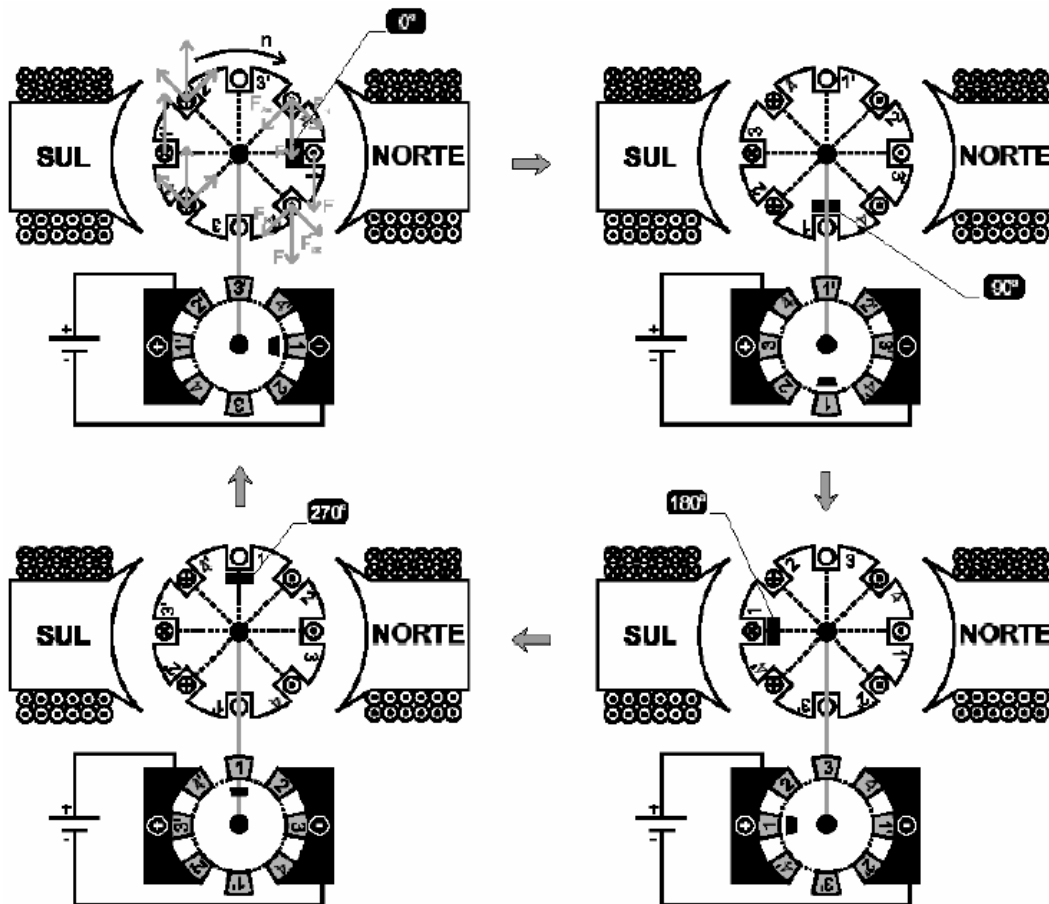


Figura 2.4 – Princípio de funcionamento de um motor CC.

A equação fundamental do torque nos motores é dada por:

$$T = K_1 \cdot \phi \cdot I_a, \quad 2.1$$

sendo:

ϕ = Fluxo magnético produzido pelos pólos;

I_a = corrente que circula pelas bobinas da armadura;

K_1 = constante construtiva do rotor das máquinas elétricas.

A fcm gerada pelo movimento do motor é dada por:

$$E_C = K_2 \cdot \phi \cdot n, \quad 2.2$$

sendo:

n = número de rotações por minuto;

K_2 = constante construtiva do campo magnético;

O fluxo magnético, por sua vez, depende da corrente de campo I_f , pela seguinte expressão:

$$\phi = K_3 \cdot I_f. \quad 2.3$$

Tanto as bobinas de campo como as bobinas de armadura apresentam uma resistência elétrica à passagem da corrente, e chamamos aqui de R_f e R_a , respectivamente.

Analisando o circuito do rotor (Figura 2.3), podemos concluir que:

$$V_a = R_a \cdot I_a + E_C. \quad 2.4$$

Da equação 2.4, pode-se obter uma equação que determina o valor de E_C .

$$E_C = V_a - R_a \cdot I_a. \quad 2.5$$

Como E_C varia com a velocidade e o fluxo, pode-se substituir E_C na equação anterior e isolar a velocidade n (em rpm). Então:

$$n = \frac{V_a - R_a \cdot I_a}{K_3 \cdot \phi}. \quad 2.6$$

Esta equação é fundamental, pois nos diz que a velocidade do motor depende da tensão aplicada na armadura, da corrente na bobina e do valor do fluxo magnético. Note que a velocidade do motor tende ao infinito quando o fluxo tende a zero. Conseqüentemente, não devemos tirar, sob hipótese alguma, a corrente de campo, pois o motor “dispara”.

O princípio de funcionamento do motor de corrente contínua também pode ser baseado na ação de forças magnéticas sobre o rotor, geradas pela interação do campo magnético criado pelas bobinas de campo com o campo magnético criado pelas bobinas da armadura, conforme mostra a Figura 2.6.

Observa-se que o comutador (Figura 2.5) possui a função de inverter o sentido da corrente na bobina da armadura em 90° e 270° dando continuidade ao movimento rotativo do motor.

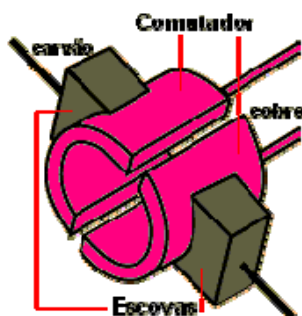


Figura 2.5 – Comutador elementar de um motor CC.

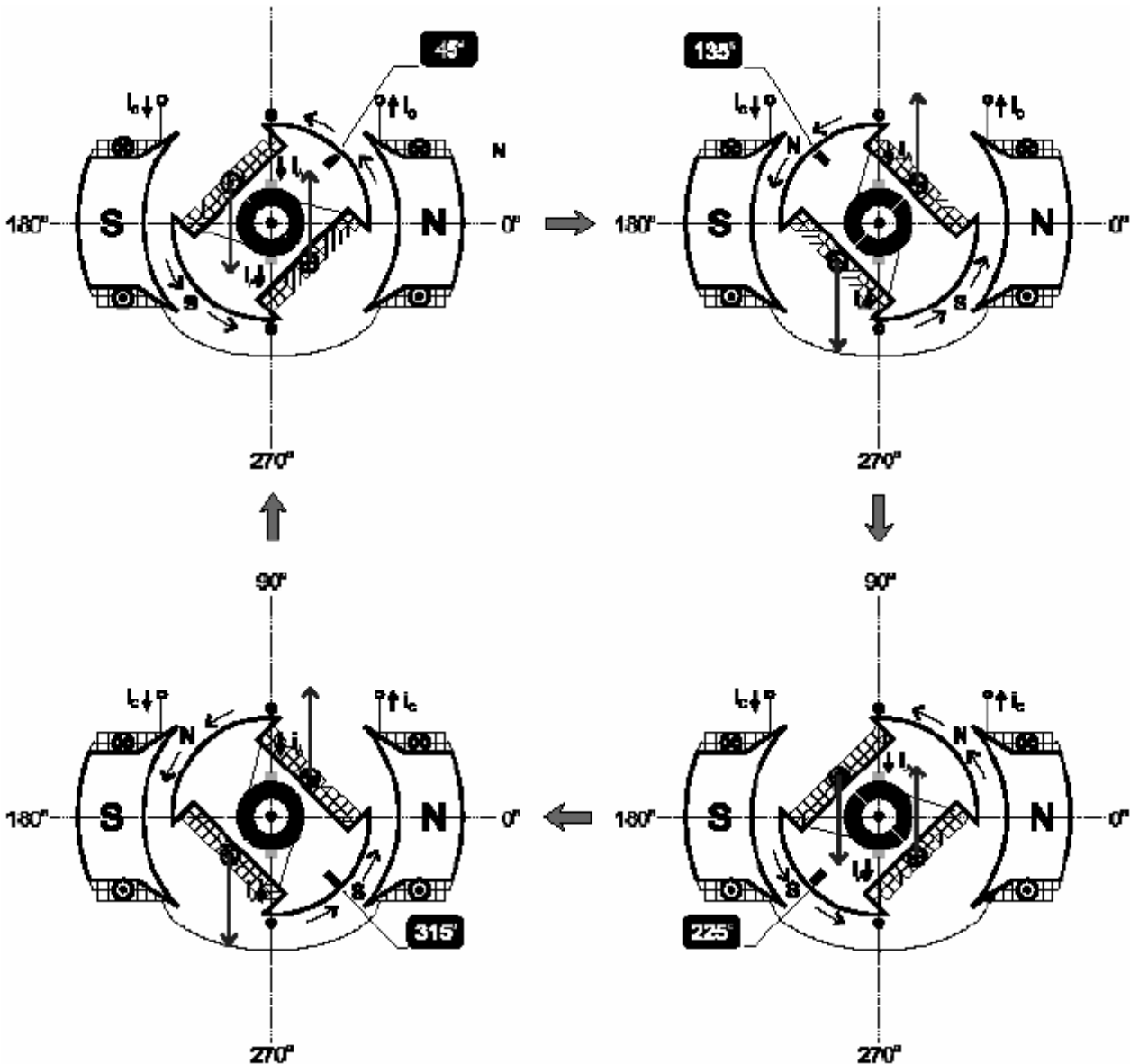


Figura 2.6 – Ação de forças magnéticas sobre o rotor.

2.1.1 - Modelo matemático do motor de CC

Para fins de computo das correntes de armadura e de campo utiliza-se um modelo clássico de máquinas de CC, que serve a geradores e a motores de CC. Embora simplificado, é bastante adequado para fins de uso prático.

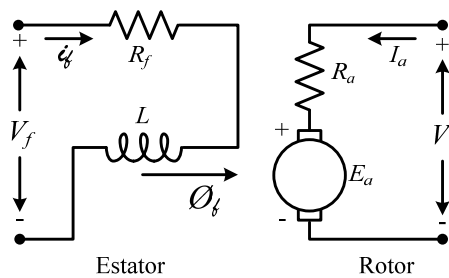


Figura 2.7 – Representação matemática de um motor CC.

2.2 - Tipos de Motores de Corrente Contínua

Os motores CC são divididos de acordo com o tipo de conexão entre as bobinas do rotor e

do estator. Se forem conectados em série, são chamados de *motor série*. Se for paralelo, são chamados de *motor shunt*. Se for misto, são chamados de *motor compound*. Se a bobina do rotor tiver uma alimentação independente da do estator, diz-se que o motor é shunt com *excitação independente*.

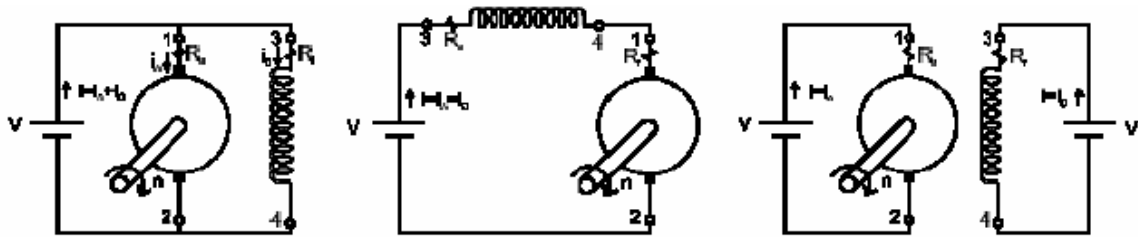


Figura 2.8 – Ligações dos motores CC em paralelo, série e excitação independente.

2.2.1 - Motor série

Neste tipo de motor a corrente que circula pelo campo é o mesmo que circula pela armadura. Como o torque é proporcional ao fluxo magnético, que por sua vez é proporcional à corrente de campo, concluímos que neste motor o torque é dado por:

$$T = K.I_a^2, \quad 2.7$$

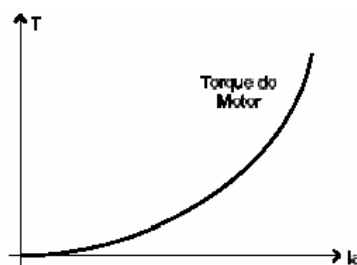


Figura 2.9 – Curva característica T x Ia de um motor série.

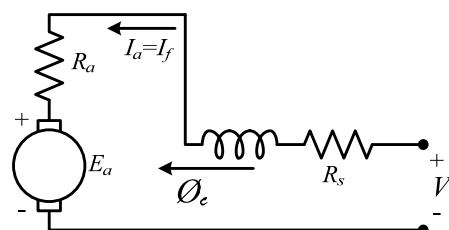


Figura 2.10 – Representação do motor série.

O torque apresenta uma relação quadrática com a corrente de armadura. A corrente de armadura é grande na partida, já que E_c é zero, pois não há movimento do rotor. Conclui-se, portanto, que o torque de partida do motor série é muito grande. Devido a esta característica este motor é utilizado para acionar trens elétricos, metrô, elevadores, ônibus e automóveis elétricos, etc. Este motor é conhecido como motor universal por poder funcionar em corrente alternada, porém este tipo de aplicação só é viável economicamente para pequenos motores, de fração de CV. A velocidade do motor série é dada por:

$$n = \frac{V_a - I_a(R_a + R_s)}{K.I_a}, \quad 2.8$$

De acordo com a Figura 2.11, no motor série a vazio, ou seja, com baixa corrente de armadura, sua velocidade tende a ser muito alta, o que é indesejável. Assim, este tipo de motor deve partir com uma carga mecânica acoplada no eixo.

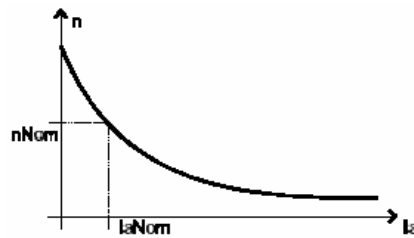


Figura 2.11 – Curva característica $n \times I_a$ de um motor série.

2.2.2 - Motor paralelo ou shunt

No caso do motor shunt a corrente de armadura somada à corrente de campo nos dá a corrente da fonte de alimentação do motor. Nesse caso, a tensão aplicada na armadura é a mesma que é aplicada no campo. Dessa forma o fluxo magnético produzido pelo campo é praticamente constante, já que I_f permanece praticamente constante. Então, o torque do motor é função apenas da corrente de armadura.

$$T = K \cdot I_a,$$

2.9

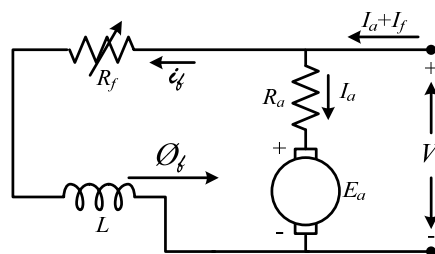


Figura 2.12 – Representação do motor shunt.

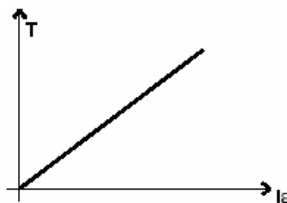


Figura 2.13 – Curva característica $T \times I_a$ de um motor shunt.

Neste tipo de motor, o torque de partida não é tão alto quanto no motor série, portanto não deve ser usado em cargas que exigem alto torque de partida. A velocidade do motor shunt depende de I_a , já que o fluxo é constante, pela seguinte equação:

$$n = \frac{V_a - I_a \cdot R_a}{K \cdot \phi},$$

2.10

Então, se a corrente de armadura for grande (na partida), a velocidade do motor é pequena e cresce à medida que aumenta a E_c (que por sua vez diminui I_a) até alcançar o seu valor nominal. Este motor não tem problemas de excesso de velocidade na partida sem carga. A Figura 2.14 mostra a velocidade em função da corrente de armadura.

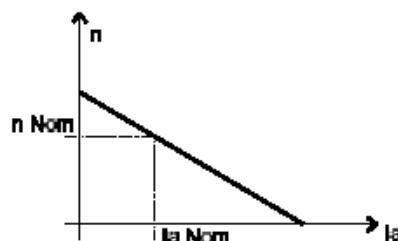


Figura 2.14 – Curva característica $n \times I_a$ de um motor shunt.

2.2.3 - Motor compound curto e longo

Neste caso também existe apenas uma fonte CC, que alimenta tanto a excitação paralela como a série. A conexão entre os enrolamentos resulta na excitação composta curta ou longa, com características similares (figura abaixo).

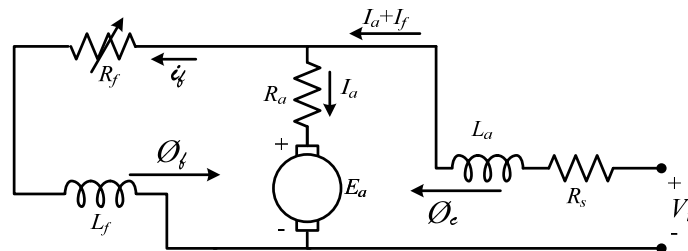


Figura 2.15 – Representação do motor compound curto.

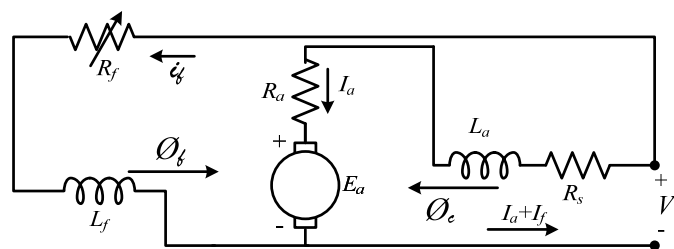


Figura 2.16 – Representação do motor compound longo.

2.3 - Sentido de rotação

Para inverter o sentido de rotação de qualquer motor CC é necessário inverter a corrente de armadura em relação à corrente de campo. Deve-se inverter somente um deles, pois a inversão em ambos os circuitos manterá o mesmo sentido de rotação.

No momento da inversão, o motor que está girando num sentido, entra num processo de frenagem até alcançar a velocidade zero e depois começa a girar no sentido contrário. Essa etapa de frenagem é muito importante para trens, elevadores, guindastes que necessitam de força de frenagem.

2.4 - Aplicações do motor CC

A principal aplicação dos motores de corrente contínua é o acionamento de máquinas com controle preciso de velocidade. Os métodos mais utilizados para este fim são:

- Ajuste da tensão aplicada na armadura do motor.
- Ajuste da corrente nas bobinas de campo, ou seja, controle do fluxo magnético.
- Combinação dos anteriores.

O controle de velocidade pode ser realizado através de um conversor estático CC ou por meio de um reostato como mostra a Figura 2.17. Neste caso estamos controlando a velocidade através do ajuste da corrente das bobinas de campo.

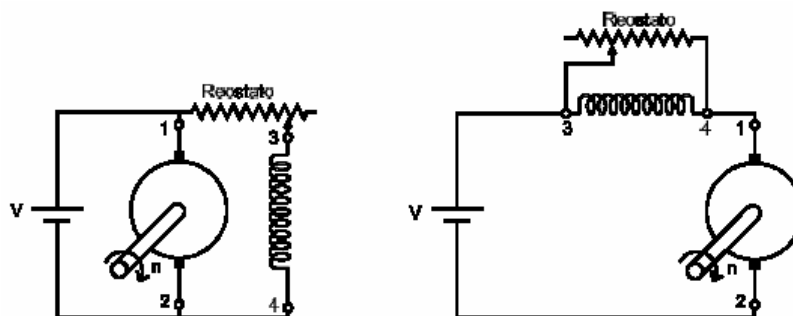


Figura 2.17 – Controle de velocidade em um motor CC.

2.5 - Torque do Motor e Resistente

O torque do motor é a medida do esforço necessário para fazer girar um eixo, e é dado pela seguinte equação básica:

$$T = F \times \text{raio} \quad 2.11$$

No caso de qualquer motor, o torque de partida deve ser maior do que o torque resistente acoplado ao eixo. Após certo tempo depois que o motor partiu, na velocidade nominal, há o encontro das curvas de torque do motor e do torque resistente.

Na Figura 2.18 percebe-se que, quando a carga mecânica no eixo varia (por algum motivo), o torque motor varia junto, e conseqüentemente a velocidade de rotação do motor varia junto. Por exemplo, se a carga mecânica diminui, o torque do motor também diminui e a velocidade aumenta, estabilizando num novo regime.

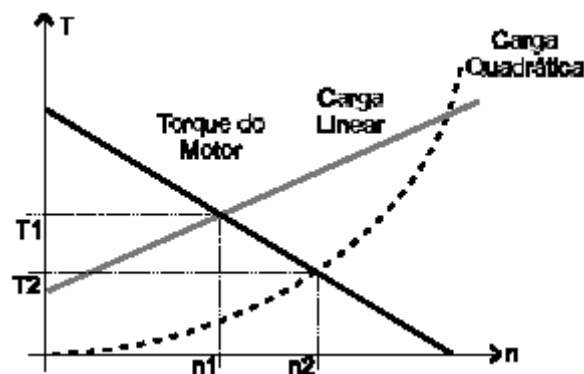


Figura 2.18 – Cruzamento das curvas de torque do motor e da carga acionada.

2.6 - Motores CA

Neste tipo de motor, o fluxo magnético do estator é gerado nas bobinas de campo pela corrente alternada da fonte de alimentação monofásica ou trifásica, portanto trata-se de um campo magnético cuja intensidade varia continuamente e cuja polaridade é invertida periodicamente. Quanto à velocidade do rotor do motor, há dois casos a considerar:

- Motores Síncronos
- Motores Assíncronos

No motor síncrono, o rotor é constituído por um ímã permanente ou bobinas alimentadas em corrente contínua mediante anéis coletores. Neste caso, o rotor gira com uma velocidade diretamente proporcional a frequência da corrente no estator e inversamente proporcional ao número de pólos magnéticos do motor. São motores de velocidade constante. São utilizados somente para grandes potências devido ao seu alto custo de fabricação. A seguinte equação define a velocidade síncrona n_s deste tipo de motor:

$$n_s = \frac{120 \cdot f}{p}, \quad 2.12$$

sendo:

n_s : velocidade síncrono (rpm).

f : frequência da corrente do rotor (Hz).

p : número de pólos magnéticos do motor.

Os motores assíncronos são aqueles cujo rotor ou é feito por barras metálicas interligadas formando uma estrutura conhecida como “rotor gaiola de esquilo” ou é feito por bobinas de forma similar ao estator. É um tipo de motor que trabalha sempre abaixo da velocidade síncrona, daí o nome assíncrono.

2.6.1 - Campo magnético girante

O princípio de funcionamento do motor CA trifásico é o campo magnético girante do estator. Ele está fortemente relacionado ao defasamento angular de 120° das correntes nas três fases e na disposição geométrica das bobinas no rotor, como podemos observar na Figura 2.19.

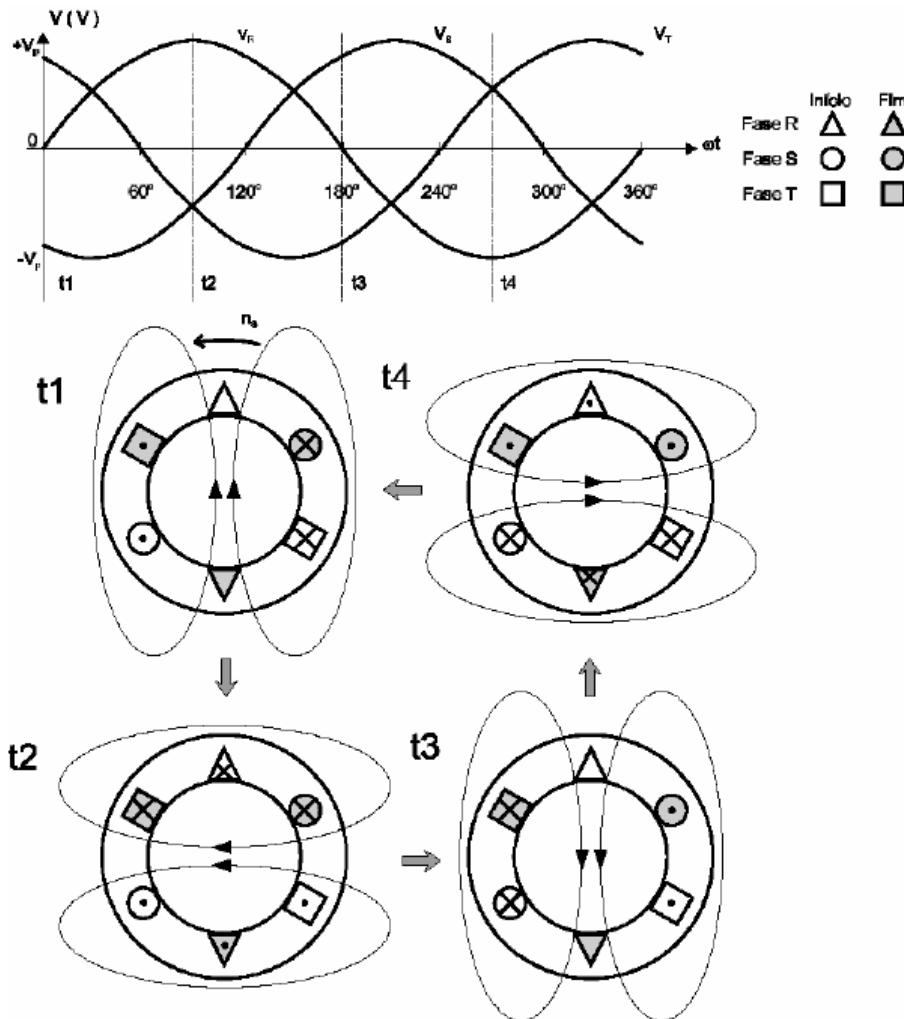


Figura 2.19 – Campo magnético girante.

Conforme indicado na Figura 2.19, se observa pelo instante de tempo t_1 , que o sentido das correntes nas três fases gera campos magnéticos nas bobinas fora de fase. A direção e o sentido do campo magnético do estator são, portanto a resultante da direção e sentido do campo magnético de cada uma das bobinas. Observe que ao passarmos do instante t_1 para t_2 , temos uma mudança na direção do campo magnético, mas não na sua magnitude. E por fim ao passarmos para os instantes t_3 e t_4 , temos que o vetor da direção resultante do campo magnético dá uma volta completa em torno do eixo do estator. O campo magnético resultante da composição dos campos gerados pelas bobinas do estator é de forma tal que sua direção muda a cada instante, descrevendo uma circunferência em torno do eixo do estator, ou seja, o campo magnético do estator gira em torno do eixo, daí o nome campo magnético girante ou simplesmente CMG.

A velocidade do giro do CMG depende da frequência da tensão alternada e do número de pólos magnéticos do motor. A equação 2.12 também é usada para definir a velocidade síncrona deste tipo de motor. Outra característica importante do CMG é o sentido de rotação que está associado à seqüência em que as fases atingem seus pontos de máximo, que é simplesmente chamada de seqüência de fase. Basta inverter a seqüência de fase para que o CMG gire ao contrário. Uma forma de inverter a seqüência de fase é trocar duas fases de alimentação do motor.

2.6.2 - Pólos magnéticos em motores CA

O CMG estabelece no rotor sempre um número par de pólos magnéticos (Norte e Sul), devido ao fato de não haver na natureza um único pólo isolado. A polaridade é estabelecida pelo arranjo das bobinas e pelo sentido que a corrente percorre cada enrolamento. Às vezes, um pólo do motor pode ser produzido pela interação do campo magnético de duas ou mais bobinas gerando assim um pólo. Os pólos estão associados aos pontos de concentração de campo magnético, assim sendo, não necessariamente um pólo fica localizado sobre uma bobina.

No caso da Figura 2.19, analisado acima, temos um motor de dois pólos, isto é, apenas uma região de Norte e Sul. Entretanto, há casos em que há mais de dois pólos magnéticos.

A Figura 2.20 ilustra a distribuição física de um motor de quatro pólos magnéticos.

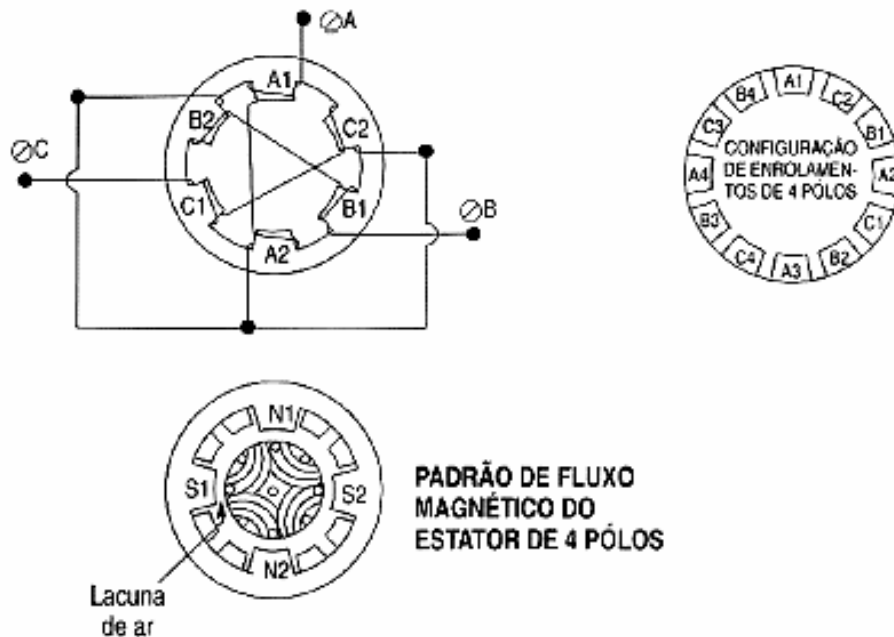


Figura 2.20 – Distribuição de condutores em um motor CA de quatro pólos.

2.6.3 - Motor de indução

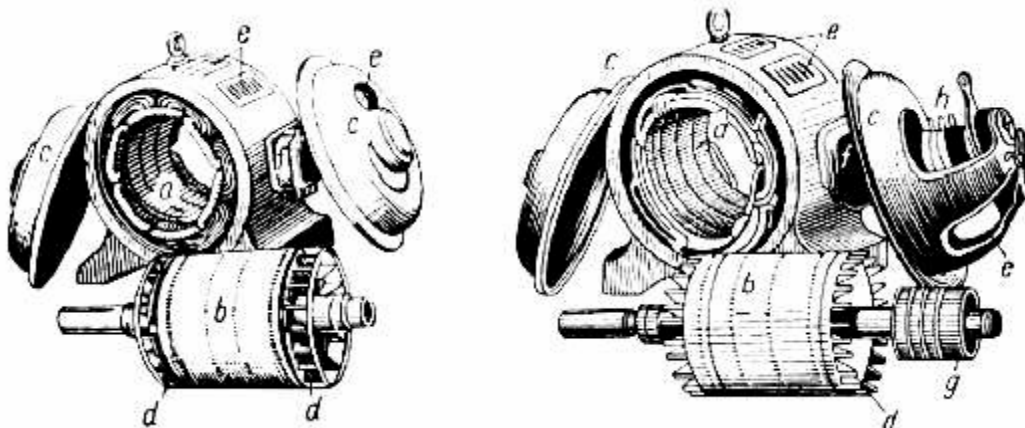
A máquina de indução é a mais simples das máquinas elétricas rotativas, seja sob o ponto de vista de sua construção, seja sob o ponto de vista de sua operação. O seu principal campo de aplicação é o acionamento, isto é, ela opera sempre como motor. Apesar de eletricamente ser possível a máquina de indução funcionar como gerador, são raros os exemplos neste campo de aplicação. Nas fábricas e plantas industriais os motores de indução são encontrados às centenas. Assim, ao longo deste capítulo, a menos que se afirme o contrário, a máquina de indução será sempre considerada motor. Será visto posteriormente, seu papel como gerador e como freio.

Como toda máquina elétrica rotativa, o motor de indução possui uma parte fixa, o estator ou armadura, e uma parte que gira o rotor. Não há, praticamente, nenhuma diferença entre o estator de um motor ou gerador síncrono e o estator de um motor de indução de mesma potência, mesmo número de pólos, etc. O rotor é que é diferente. Enquanto nas máquinas síncronas o rotor de pólos salientes é uma montagem comum, nos motores de indução ela não existe: todos os rotores de motores de indução são de pólos lisos.

Como toda máquina rotativa, os núcleos do rotor e do estator são montados com chapas de aço silício, de granulometria orientada, para reduzir a relutância do circuito magnético e as perdas magnéticas devidas ao fenômeno das correntes parasitas. Os pacotes de chapas de aço são perfurados em diversas formas (circular, retangular, etc.) criando as ranhuras. Enquanto o estator é fixado em bases metálicas ou de concreto, o rotor é montado sobre um eixo de aço que se acopla, mecanicamente, ao eixo da máquina a ser acionada. As figuras a seguir mostram alguns aspectos construtivos dos motores CA.



Figura 2.21 – Motores CA comerciais.



a: Estator; b: Rotor; c: Tampas laterais; d: Ventilador; e: Grade de ventilação
f: Caixa de terminais; g: Anéis deslizantes; h: escovas e porta escovas

Figura 2.22 – Componentes de um motor CA.

Os motores de indução podem ser monofásicos ou trifásicos. Os motores de indução monofásicos podem ser estudados como um caso particular dos motores trifásicos. Enquanto os motores de indução trifásicos são os acionadores mais comuns utilizados na indústria, praticamente em qualquer nível de potência, o principal campo de aplicação dos motores monofásicos é o acionamento de pequenas cargas, destacando-se as de uso doméstico (bombas d'água, geladeiras, ventiladores e outros). Como tais cargas são de pequena potência, menor do que 1 kW, eles recebem, algumas vezes, o nome de motores fracionários.

Os motores monofásicos de potência maior do que 1 kW são usados no acionamento de cargas de uso rural e comercial, onde a tensão disponível é quase sempre monofásica. O estudo que será feito se inicia com os motores trifásicos. Isto se justifica pelo fato de a operação e mesmo a construção de um motor trifásico ser mais simples do que a de um monofásico.

Nas ranhuras do estator está montado um enrolamento trifásico, conforme caracterizado no capítulo anterior, que será percorrido por uma corrente trifásica equilibrada quando o motor for ligado à rede elétrica. Será criada uma FMM girante do estator, que vai girar a uma velocidade definida pela frequência da rede e número de pólos do motor. As ranhuras do rotor também recebem um segundo enrolamento trifásico que é uma reprodução do enrolamento do estator, quando o rotor for do tipo rotor bobinado. Um outro tipo de rotor é o chamado rotor em gaiola de esquilo ou, simplesmente, rotor em gaiola que é o tipo mais usado. O enrolamento do rotor bobinado é, em geral, ligado em estrela e os terminais de cada uma das fases são soldados a três anéis de cobre montados sobre o eixo (fig.c), isolados entre si e do eixo, que lhe dão o seu outro nome: rotor em anéis. Sobre eles deslizam escovas de carvão que irão ligar os terminais do enrolamento a um reostato trifásico que terá um papel importante na partida do motor, como se verá mais adiante.

O rotor em gaiola não apresenta a forma convencional de um enrolamento, isto é, ele não é feito de fios enrolados formando bobinas, como o rotor bobinado. O seu “enrolamento” é feito de barras de cobre ou de alumínio que se acham curto-circuitadas nas suas extremidades por dois

anéis chamados anéis de curto-circuito. A forma do conjunto lembra uma gaiola de esquilo. Como se percebe, trata-se de um enrolamento muito mais simples do que o de rotor bobinado e que tem uma propriedade que o rotor bobinado não tem: ele reproduz o número de pólos do enrolamento do estator. Se o estator é um enrolamento de 2 pólos, o rotor formará, por indução, dois pólos; se o enrolamento do estator é de 4 pólos, serão formados 4 pólos no rotor. Isto não ocorre com o rotor bobinado cujo enrolamento deve ser igual ao do estator em número de pólos e de fases.

2.6.4 - Escorregamento

O sentido de atuação do conjugado eletromagnético de uma máquina elétrica rotativa que opera como motor é no mesmo sentido da rotação. O rotor tende a acompanhar o campo girante do estator, com a sua FMM atrasada do ângulo de carga em relação à FMM do estator. Enquanto a FMM girante do estator é produzida por correntes trifásicas equilibradas resultantes da tensão aplicada nas três fases do enrolamento, a FMM do rotor tem sua origem em correntes trifásicas induzidas no seu enrolamento pelo fluxo girante do estator. Assim sendo, só será possível haver correntes induzidas no rotor se, de acordo com a lei de Lenz-Faraday, houver uma variação de fluxo através das bobinas que compõem o enrolamento. Ou, dito de outra forma, se os condutores das bobinas “cortarem” as linhas de força do fluxo girante do estator. Para que as linhas de força do fluxo girante do estator sejam “cortadas” é necessário que o rotor gire a uma velocidade diferente da velocidade desse fluxo, isto é, entre a velocidade síncrona do fluxo girante do estator e a velocidade mecânica do rotor deve haver uma velocidade relativa.

Quando a máquina de indução é motor, a rotação do rotor é menor do que a velocidade síncrona do campo girante do estator. Se ela funciona como gerador, o rotor deve ser acionado a uma velocidade maior do que a velocidade síncrona. O conjugado eletromagnético resultante atua em sentido oposto ao da rotação. Esta diferença entre as duas velocidades é chamada escorregamento e ela é sempre tomada em valores percentuais da velocidade síncrona. Chamando de n_s a velocidade síncrona do campo girante do estator e n a velocidade do rotor, o escorregamento será definido pela equação abaixo:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad 2.13$$

O motor de indução trifásico comumente usado no Brasil apresenta seis terminais acessíveis, dois para cada enrolamento de trabalho. Por exemplo, se a tensão de alimentação destes enrolamentos é projetada para 220 Volts, para o sistema de alimentação 220/127 Volts - 60 Hz, este motor deve ser ligado em delta (tensão de linha igual à tensão de fase). Para o sistema 380/220 Volts - 60 Hz, o motor deve ser ligado em estrela conforme mostra a figura abaixo:

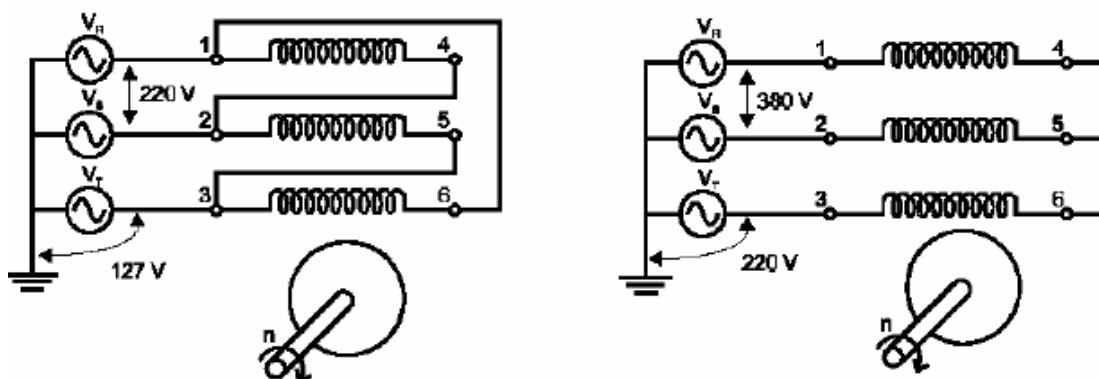


Figura 2.23 – Ligação de um motor CA trifásico.

Para a inversão no sentido de rotação nos motores de indução trifásicos basta inverter

duas das conexões do motor com as fontes de alimentação.

2.6.5 - Perdas no motor

As perdas que ocorrem num motor dividem-se em quatro diferentes tipos:

- Perdas elétricas.
- Perdas magnéticas.
- Perdas mecânicas.
- Perdas parasitas.

As perdas elétricas são do tipo (RI^2) , aumentam acentuadamente com a carga aplicada ao motor. Estas perdas, por efeito Joule podem ser reduzidas, aumentando a seção do estator e dos condutores do rotor.

As perdas magnéticas ocorrem nas lâminas de ferro do estator e do rotor. Ocorrem devido ao efeito de histerese e às correntes induzidas (neste caso, correntes de Foucault), e variam com a densidade do fluxo e a frequência. Podem ser reduzidas através do aumento da secção do ferro no estator e rotor, através do uso de lâminas delgadas e do melhoramento dos materiais magnéticos.

As perdas mecânicas são devido à fricção dos procedimentos, ventilação e perdas devido à oposição do ar. Podem ser reduzidas, usando procedimentos com baixa fricção e com o aperfeiçoamento do sistema de ventilação.

As perdas parasitas ou perdas extraviadas são devidas a fugas do fluxo, distribuição de corrente não uniforme, imperfeições mecânicas nas aberturas para escoamento do ar, e irregularidades na densidade do fluxo do ar ao ser escoado pelas aberturas. Podem ser reduzidas através da otimização do projeto do motor e ainda de uma produção ou fabrico cuidadoso.

2.6.6 - Categorias de conjugado

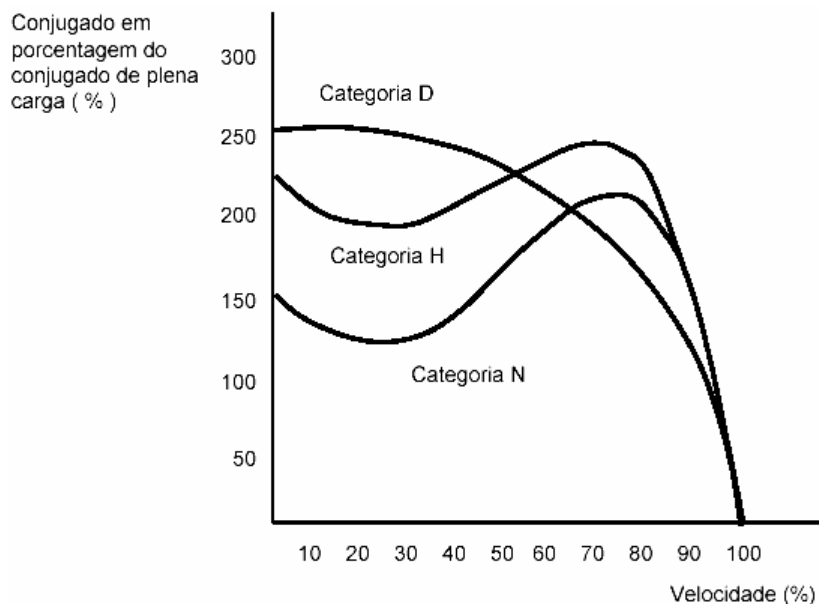


Figura 2.24 – Curva típica de conjugado (torque) em um motor CA.

Tais conjugados têm as seguintes aplicações principais:

- Categoria N: conjugado e corrente de partida normais, baixo escorregamento. Destinam-se a cargas normais tais como bombas, máquinas operatrizes e ventiladores.
- Categoria H: alto conjugado de partida, corrente de partida normal, baixo escorregamento. Recomendado para esteiras transportadoras, peneiras, britadores e trituradores.
- Categoria D: alto conjugado de partida, corrente de partida normal, alto escorregamento. Usado em prensas excêntricas, elevadores e acionamento de cargas com picos periódicos.

2.7 - Partida de motores

Durante a partida, os motores elétricos absorvem uma corrente bem acima da nominal, principalmente os motores do tipo rotor gaiola de esquilo. Esta corrente costuma girar na faixa de 5 a 8 vezes a corrente nominal do motor. Após a partida a corrente tende a retornar ao seu valor normal, mas o problema é que o pico de corrente pode causar uma queda de tensão relativamente excessiva capaz de prejudicar o funcionamento das outras cargas da instalação elétrica durante o momento da partida. Por isso estas corrente normalmente precisam ser limitadas a fim de evitar tal transtorno.

Nos próximos capítulos serão apresentadas algumas formas de se controlar a partida dos motores de indução trifásicos.

3 - Tiristores

Chamamos de tiristores a uma família de dispositivos semicondutores que possuem, basicamente, quatro camadas (PNPN) e que têm características biestáveis de funcionamento, ou seja, permanecem indefinidamente no estado de condução ou de corte a menos que fatores externos os levem a uma mudança de estado. Nesses dispositivos, o estado de condução é obtido por meio de um processo interno de realimentação positiva.

Os tiristores podem ser classificados quanto ao número de terminais e quanto ao sentido de condução de corrente elétrica. Nesse modo, um tiristor de dois terminais e que permita a passagem de corrente em ambos os sentidos será chamado de diodo tiristor bidirecional e um tiristor com quatro terminais e que permite passagem de corrente em apenas um sentido é chamada de tetrodo tiristor unidirecional ou de tetrodo tiristor de bloqueio reverso.

Dentre os vários tipos de tiristores existentes, estudaremos especialmente o SCR (Silicon Controlled Rectifier - Retificador Controlado de Silício) e o TRIAC (Triode AC - Triodo de Corrente Alternada), grandemente utilizados no controle de potência em corrente contínua e alternada, respectivamente. Além desses, estudaremos outros tipos de tiristores utilizados principalmente como dispositivos auxiliares em circuitos com SCR ou TRIAC.

3.1 - SCR - retificador controlado de silício

É o tipo mais largamente utilizado de tiristor. Sua aplicação é tão comum que é corrente utilizarem-se os termos “SCR” e “tiristor” como sinônimos, embora isso seja, obviamente, um equívoco. O SCR é na verdade um triodo tiristor de bloqueio reverso, ou seja, possui três terminais e permite a passagem de corrente elétrica num único sentido. Seus terminais principais chamam-se, da mesma forma como num diodo semicondutor, anodo (A) e catodo (K). O terceiro terminal, que serve como eletrodo de controle, é chamado de porta ou gate (G). Utilizaremos essa segunda denominação.

Se o potencial do anodo for positivo em relação ao do catodo, o SCR poderá estar conduzindo (ON - com resistência praticamente nula) ou cortado (OFF - com resistência interna praticamente infinita). Se o potencial de anodo for negativo em relação ao de catodo, o SCR necessariamente estará cortado. A passagem de um SCR para o estado de corte para o de condução é chamada de disparo e a passagem do estado de condução para o estado de corte é chamada de comutação. A Figura 3.1 mostra a simbologia, estrutura interna e polarização de um SCR.

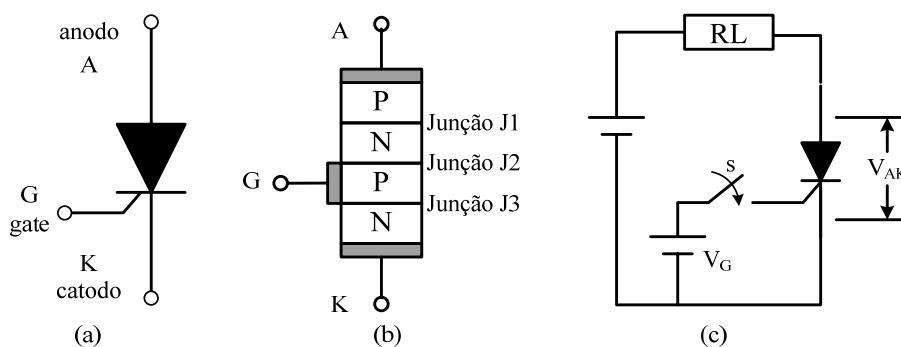


Figura 3.1 – O tiristor. (a). Símbolo (b) Estrutura. (c) Polarização.

Seria possível colocar o terminal de gate na primeira camada N, ou mesmo ter dois terminais de gate, um para disparo com tensões positivas e outro para disparo com tensões negativas. Nesse caso, teríamos o dispositivo conhecido como SCS - chave controlada de silício.

No entanto, o caso mais comum (e o único que estudaremos) é o representado na Figura 3.1.

3.1.1 - Métodos de disparo de um SCR

01) Disparo por Sobretensão (ou disparo por VBO)

Analisando a estrutura interna de um SCR, observamos três junções PN (J1, J2 e J3). Com a aplicação de uma tensão positiva entre anodo e catodo, as junções J1 e J3 ficam diretamente polarizadas e aptas a permitir a passagem de corrente elétrica. Todavia, a junção J2 se encontra reversamente polarizada e, conseqüentemente a corrente que flui pelo dispositivo é praticamente nula (ordem de nA).

Caso se aumente o valor da tensão V_{AK} entre o anodo e o catodo, chega-se ao ponto em que se atinge a tensão de avalanche da junção J2, chamada de tensão de bloqueio direto (V_{BO} , V_{DRM} ou V_{BR}). Quando isso ocorre, a corrente no SCR deixa de ser desprezível e o dispositivo passa para o estado de condução. Embora existam tiristores que disponham apenas desse método de disparo, na maioria dos casos o disparo por sobretensão é indesejável, e deve ser evitado escolhendo-se um SCR adequado para o nível de tensão utilizado no circuito de aplicação.

02) Aplicação de Tensão no Gate

O método de disparo usual de um SCR é a través da aplicação de uma tensão adequada entre gate e catodo (gate positivo em relação ao catodo, desde que, logicamente, o anodo também seja positivo em relação ao catodo). Para compreender como a aplicação de uma tensão no gate leva ao disparo de um SCR, iremos analisá-lo como sendo composto por dois transistores bipolares conectados entre si como na figura abaixo.

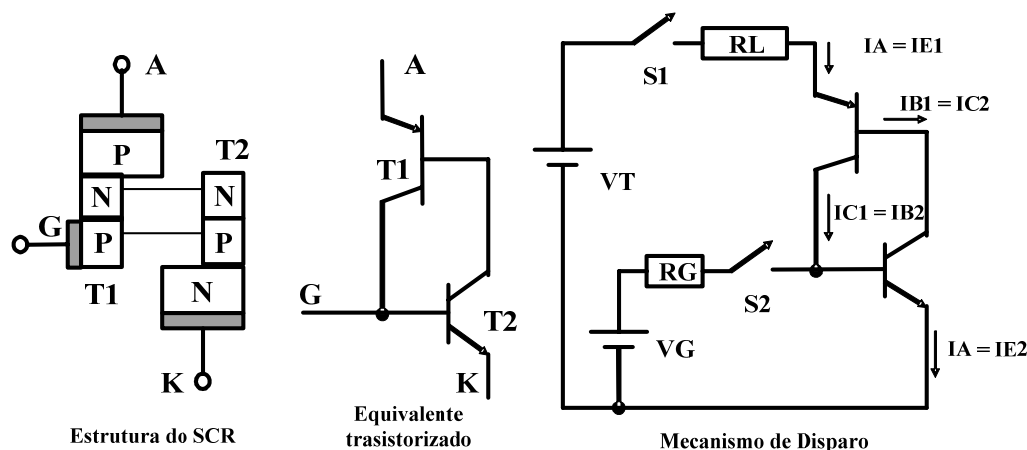


Figura 3.2 – Equivalente transistorizado do SCR.

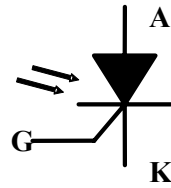
Sem tensão aplicada ao gate, o “transistor” T2 estará cortado, já que a sua corrente de base é nula. Em conseqüência, sua corrente de coletor também será nula. Como a corrente de coletor do “transistor” T2 é a corrente de base do “transistor” T1, este também estará cortado. Fica assim explicada a razão de não circular corrente pelo dispositivo.

Aplicando-se uma tensão positiva ao gate (através do fechamento da chave S2), passa a circular uma corrente de base no “transistor” T2, levando-o ao estado de condução. Logo, o “transistor” T1 passa a ter corrente de base e também entra no estado de condução. A forma como os dois “transistores” estão conectados caracteriza uma realimentação positiva entre eles, que os leva quase que imediatamente à saturação. Assim, a queda de tensão sobre o dispositivo cai bruscamente ($V_{AKON} = V_{BESat1} + V_{BESat2}$) e a corrente principal I_A do dispositivo (que circula do anodo para o catodo) é limitada apenas pelos componentes externos (resistência de carga R_L e tensão de alimentação V_T).

03) Disparo por Radiação Luminosa

O princípio de funcionamento é análogo ao descrito acima, mas a corrente de disparo, ao invés de ser fornecida pela aplicação de uma tensão ao gate, origina-se a partir da interação entre a superfície semicondutora do SCR e os fótons da luz incidente através de uma “janela” aberta

no dispositivo, exatamente como ocorre num fotodiodo ou fototransistor. Esse tipo de SCR é conhecido como LASCR (Ligth Activated Silicon Controlled Rectifier - Retificador Controlado de Silício Acionado pela Luz). Sua simbologia é representada abaixo.



O terminal de gate pode ou não estar disponível para conexões externas.

Figura 3.3 – Símbolo do LASCR.

04) Disparo por Variação de Tensão (ou disparo por dv/dt)

Como sabemos, uma junção PN apresenta uma capacitância. A corrente que percorre uma capacitância qualquer pode ser calculada pela fórmula $i = C \frac{dv}{dt}$, onde dv/dt é a taxa de variação da tensão aplicada sobre o transistor. Para compreender como ocorre o disparo por variação de tensão, consideremos o circuito abaixo.

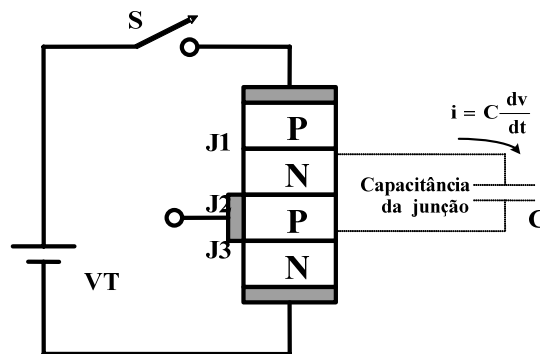


Figura 3.4 – Capacitância de junção em um SCR.

Estando a chave S aberta, a tensão sobre a junção J2 é nula. Com o fechamento da chave, o valor dessa tensão passa rapidamente para VT (já que ela está reversamente polarizada). Se essa variação de tensão for suficientemente rápida, o produto $C \cdot \frac{dv}{dt}$ produzirá uma corrente capaz de dar início ao processo de condução.

Exemplificando, se a tensão VT valer 1000 V, a capacitância de J2 valer 20 pF e a chave fechar em 1 ms, a corrente produzida com o fechamento da chave será de 20 μ A, valor suficiente para o disparo do SCR.

05) Disparo por Temperatura

A corrente que percorre uma junção PN reversamente polarizada, chamada de corrente de saturação reversa, dobra aproximadamente de valor a cada acréscimo de 10 °C na temperatura da junção. Dessa forma, caso essa temperatura sofra um aumento considerável, é possível que a corrente através da junção J2 atinja o valor necessário para dar início ao processo de condução do SCR.

3.2 - Comutação de um SCR

Qualquer que seja o método utilizado para o disparo de um SCR, uma vez iniciada a condução ela se mantém mesmo que a causa do disparo seja removida. Isso ocorre devido ao processo de realimentação positiva mencionado anteriormente.

Para que a condução seja interrompida (comutação do SCR), é necessário inverter a polaridade da tensão entre anodo e catodo (comutação forçada) ou diminuir a corrente que percorre o dispositivo a um nível inferior ao mínimo necessário para manter o processo interno

de realimentação positiva (comutação natural). Esse valor mínimo de corrente necessário para manter o SCR conduzindo é chamado de corrente de manutenção, simbolizada por I_H .

O tempo necessário para a comutação de um SCR (que chamaremos de t_{OFF}) varia de alguns microssegundos a centenas de microssegundos.

3.3 - Curva característica de um SCR

A curva que relaciona a corrente principal I_A num SCR com a tensão V_{AK} aplicada entre o anodo e o catodo tem o aspecto mostrado no gráfico abaixo.

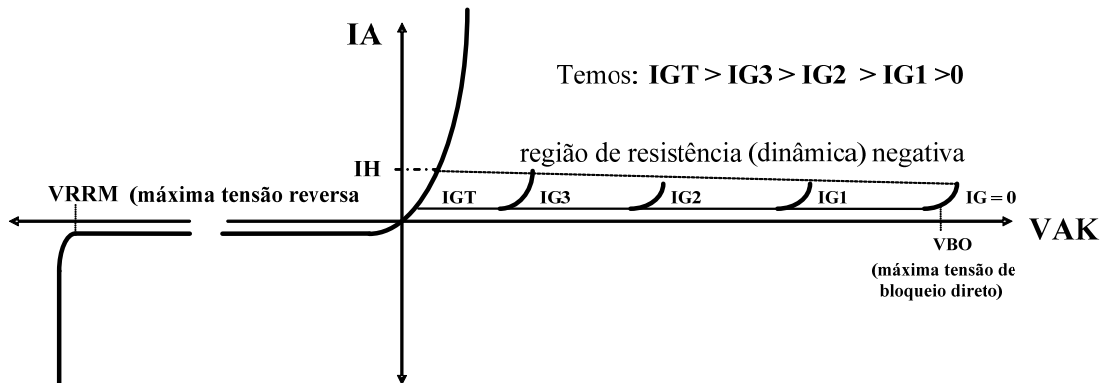


Figura 3.5 – Curva característica de um SCR.

Como se pode notar, o valor da corrente de gate necessária para o disparo do SCR é inversamente proporcional ao valor da tensão entre anodo e catodo, ou seja, quanto menor for o valor de V_{AK} , maior o valor da corrente de gate necessária para o disparo. Chamamos de I_{GT} o valor da corrente de gate necessária para disparar o SCR com o mínimo valor de tensão entre anodo e catodo. Sem tensão de gate aplicada ($I_G = 0$), o SCR dispara quando a tensão entre anodo e catodo atinge a máxima tensão de bloqueio direto (V_{DRM} ou V_{BO}). Trata-se do disparo por sobretensão, descrito anteriormente.

Com tensão negativa entre anodo e catodo, o SCR se comporta como um diodo reversamente polarizado, com corrente praticamente nula até que se atinge a tensão em que as junções J_1 e J_3 entram na região de avalanche e passam a conduzir. Esse valor de tensão é chamado de máxima tensão reversa ou máxima tensão de bloqueio reverso (V_{RRM}).

A linha pontilhada mostra que a tensão sobre o SCR diminui bruscamente após o disparo, ao mesmo tempo em que a corrente no dispositivo aumenta. Isso implica numa resistência dinâmica r_d negativa, ou seja, Essa região da curva é chamada, por esse motivo, de região de resistência negativa. Como veremos adiante, existem vários dispositivos que apresentam essa característica e que são utilizados em circuitos de disparo para tiristores em geral.

3.3.1 - Considerações sobre a tensão de disparo de um SCR

Vimos acima que a tensão de disparo de um SCR é necessária apenas para iniciar o processo que o leva à condução, sendo desnecessária depois que essa se estabelece. Vimos também que quanto maior o valor da corrente de gate (e, em consequência, quanto maior a tensão de gate) mais rápida é a resposta do dispositivo. Além disso, como nem sempre é possível conhecer a priori o valor da tensão entre anodo e catodo no momento em que se dispara um SCR, o ideal é aplicar uma corrente de gate com valor igual ou superior a I_{GT} , pois isso garante o disparo, independente de qual seja o valor da tensão V_{AK} .

Reunindo as informações acima, conclui-se que a forma de onda mais adequada para a tensão de disparo de um SCR é um pulso, que possua alta amplitude (para garantir uma corrente de gate com valor maior do que I_{GT}) e curta duração (apenas o suficiente para iniciar o processo de condução, de forma a não danificar a junção gate-catodo).

3.4 - Aplicações do SCR

Devido às suas características, o SCR é especialmente adequado para o uso como chave eletrônica de estado sólido, substituindo com vantagem relés e contatores. Além de não possuir partes móveis, o que lhe garante maior confiabilidade, o SCR possui uma capacidade de corrente muito maior do que a de um relé com as mesmas dimensões, além de necessitar de uma corrente de controle relativamente menor. Uma das desvantagens do SCR em relação aos relés eletromecânicos é que a sua resistência, quando em condução, é maior que a dos contatos de um relé. Para a grande maioria das aplicações, no entanto, essa desvantagem é desprezível.

Mas, sem dúvida, a aplicação mais freqüente do SCR é no controle de potência de cargas CC e, eventualmente, CA. Nesse tipo de aplicação, o SCR substitui, com grande vantagem, dispositivos como potenciômetros, grupos motores-geradores, transistores de potência e válvulas, devido ao seu menor custo, menor corrente de controle e menor dimensão física. Para se ter uma idéia, enquanto a corrente de base mínima para um transistor de potência com corrente de coletor igual a 15 A (tipo D44VH1, da General Electric) é de 400 mA, a máxima corrente de gate necessária para disparar um SCR de 1000 A de corrente principal (tipo C431, da General Electric) vale 300 mA.

Em resumo, os tiristores possuem as seguintes vantagens e desvantagens em relação aos relés:

Vantagens	Desvantagens
<ul style="list-style-type: none"> • Maior vida útil, por não possuírem partes móveis. • Menores dimensões. • Menor corrente de controle. • Possibilidade de controle contínuo de potência. 	<ul style="list-style-type: none"> • Possuem apenas um “contato” normal aberto. • Maior valor de resistência quando conduzindo. • Menor resistência quando em corte. • Não apresentam isolamento elétrico entre a parte de controle e a de potência.

Tabela 3.1 – Vantagens e desvantagens da aplicação do SCR.

Qualquer que seja a aplicação, os circuitos que utilizam SCR podem ser divididos em duas seções: a parte de potência, que é composta basicamente pela tensão principal de alimentação, a resistência e o SCR propriamente dito (percurso anodo-catodo) e a parte de controle, que compreende os dispositivos utilizados para gerar a tensão de disparo do SCR e para forçar (quando necessário) a sua comutação. A parte de controle é a seção mais complexa dos circuitos com SCR.

Veremos a seguir as particularidades da utilização do SCR com tensão contínua e constante e com tensão contínua pulsante. Consideraremos os SCRs utilizados nesses circuitos como ideais, ou seja, com resistência nula quando em condução e resistência infinita quando em corte. Nesse enfoque inicial, estaremos analisando exclusivamente a parte de potência, deixando a parte de controle para uma análise posterior.

3.4.1 - Utilização do SCR com tensão contínua e constante

Temos a seguir, na Figura 3.6, um circuito alimentado com tensão contínua e constante no qual o SCR é utilizado como interruptor.

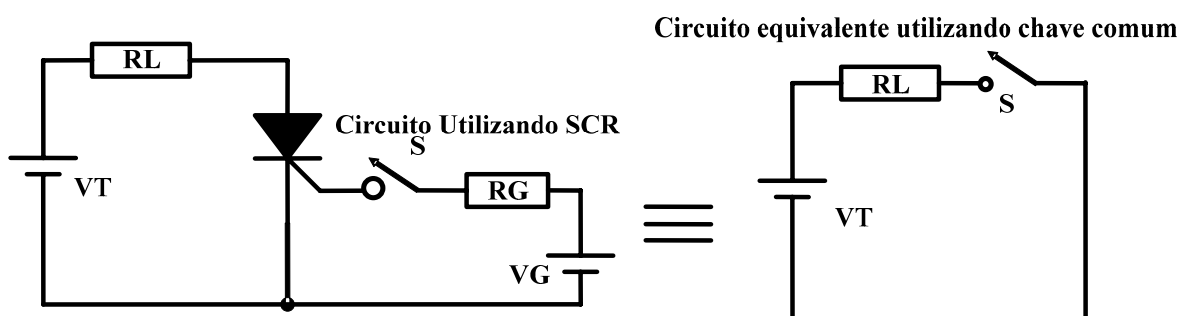


Figura 3.6 – SCR sendo utilizado com tensão contínua constante.

O princípio de funcionamento é bastante simples. Estando o SCR inicialmente cortado, ao se fechar a chave **S** ele dispara (supondo **VG** e **RG** corretamente dimensionados) e a resistência de carga **RL** é energizada. No entanto, quando se faz necessário desenergizar a carga, aparece a principal limitação do SCR operando em regime de tensão contínua e constante: uma vez disparado e iniciada a condução, como fazê-lo parar de conduzir?

Temos abaixo, na Figura 3.7, dois esquemas que possibilitariam a comutação natural do SCR. No circuito da esquerda, abrindo-se a chave **S'** a corrente principal **IA** iria à zero (valor, obviamente, menor do que o da corrente de manutenção **IH**), levando à comutação natural do SCR. No circuito da direita, o mesmo efeito seria obtido fechando-se momentaneamente a chave **S'**.

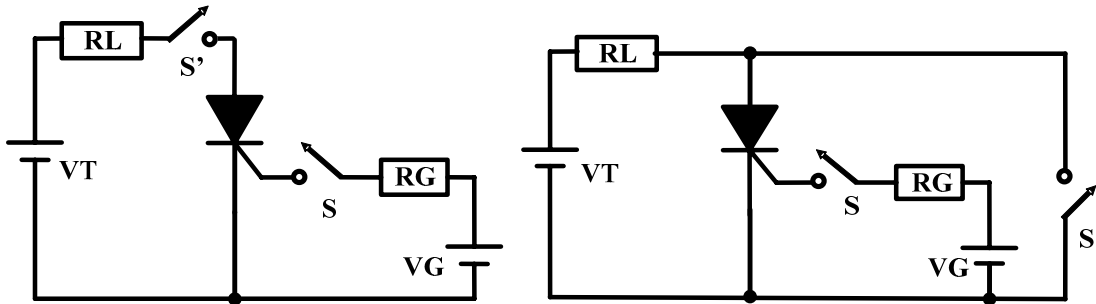


Figura 3.7 – Esquemas de comutação natural do SCR.

Os dois circuitos acima são, no entanto, inviáveis. Em ambos os casos, a chave **S'** utilizada para obter a comutação natural teria que possuir a mesma capacidade de corrente do SCR, ou seja, a presença da chave **S'** tornaria inútil a própria utilização do SCR. Por esse motivo, os circuitos com SCR que operam sob tensão contínua e constante necessitam de comutação forçada, que pode ser obtida através do circuito mostrado na figura abaixo.

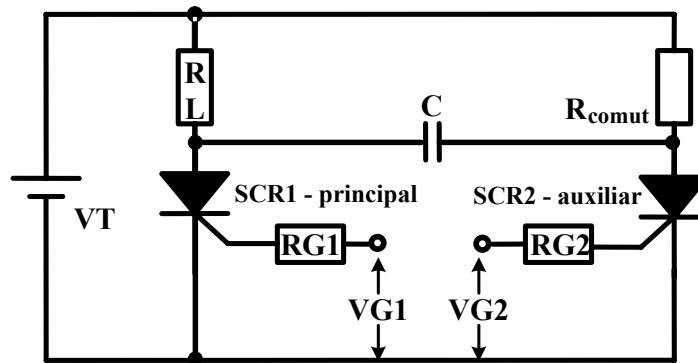


Figura 3.8 – Comutação forçada do SCR.

Valem as relações:

$$\frac{R_{\text{off}}}{100} < R_{\text{comut}} < \frac{R_{\text{off}}}{10} \quad 3.1$$

$$C > \frac{1,5 \times t_{\text{off}}}{RL} \text{ (cargas resistivas)} \quad 3.2$$

$$C > \frac{t_{\text{off}}}{RL} \text{ (cargas indutivas)}. \quad 3.3$$

Onde R_{off} é a resistência do SCR em aberto e t_{off} é o tempo para comutar o SCR.

Suponhamos que inicialmente ambos os SCRs estejam cortados. Disparando-se em $t = T1$ o SCR1, este entra em condução e o capacitor **C** se carrega através do resistor **Rcomut** com, a

polaridade indicada na Figura 3.9. O tempo necessário para a carga completa do capacitor dependerá da constante de tempo do circuito de carga. Com o **SCR principal** conduzindo, a resistência de carga **RL** estará energizada.

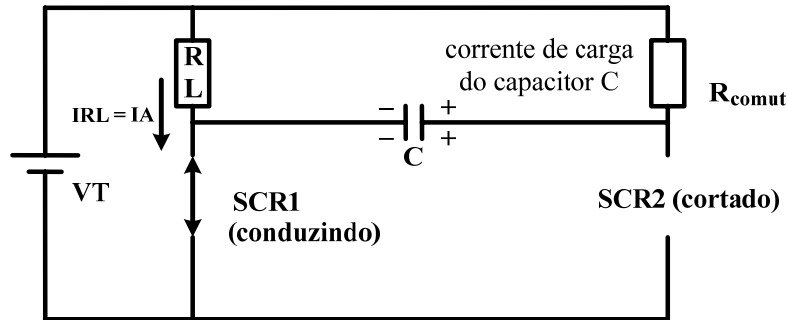


Figura 3.9 – Comutação forçada - SCR 1 conduzindo.

Se em $t = T_2$ o **SCR2** é disparado, ele entra em condução e faz com que a tensão armazenada no capacitor **C** polarize reversamente o **SCR1**, causando a sua comutação forçada. Com o corte do **SCR1**, o capacitor **C** começa a se carregar com a polaridade oposta à original. A Figura 3.10 ilustra essa situação.

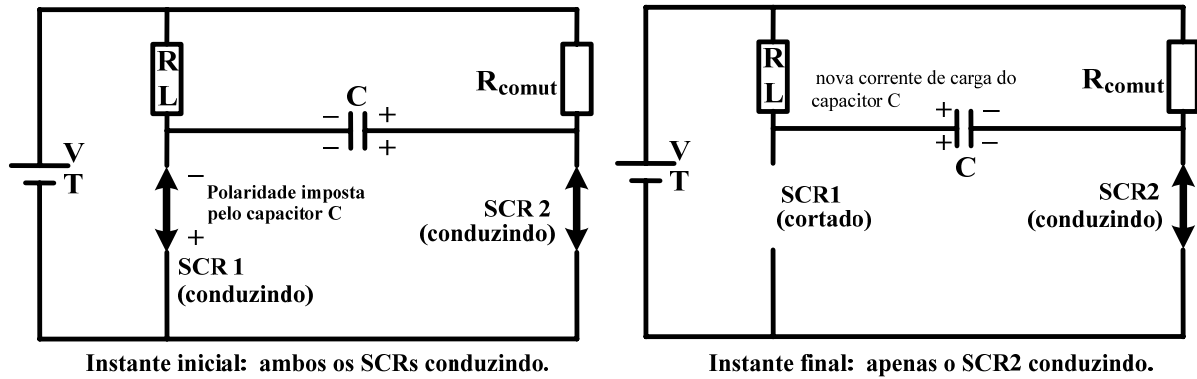


Figura 3.10 – Comutação forçada – conclusão do processo.

Caso o **SCR1** seja novamente disparado, a tensão no capacitor **C** ocasionará a comutação forçada do **SCR2**, voltando assim à situação inicial. Logo, o disparo do **SCR2** leva ao corte do **SCR1** e vice-versa. Temos na Figura 3.11 abaixo o diagrama de tempos mostrando a tensão sobre a carga, dados os pulsos de disparo dos SCRs principal e auxiliar. Supomos que em $t = 0$ ambos os SCRs estão cortados.

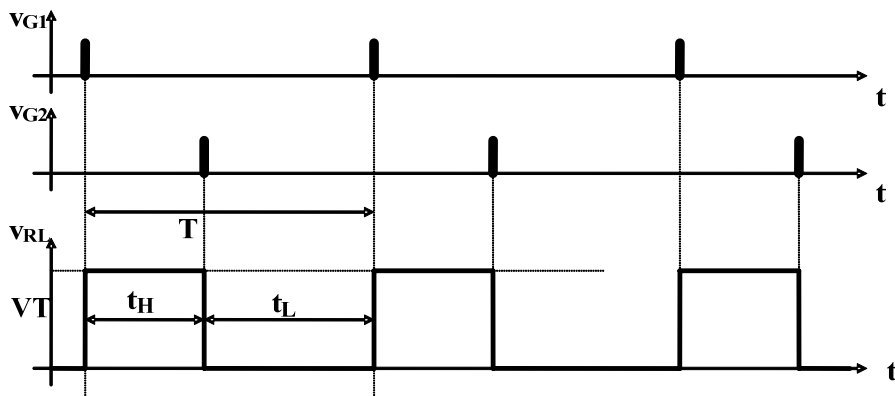


Figura 3.11 – Comutação forçada – diagrama de tempos.

Temos:

t_H : tempo em que a carga permanece energizada.

t_L : tempo em que a carga permanece desenergizada.

T : período da onda sobre a carga

$$(T = t_H + t_L). \quad 3.4$$

A relação

$$DC = \frac{t_H}{t_H + t_L} = \frac{t_H}{T}, \quad 3.5$$

é chamada de duty cycle (ciclo de trabalho). Através do controle do duty cycle, é possível ajustar o valor médio CC da tensão sobre a resistência de carga R_L . Esse é o princípio de funcionamento das fontes de tensão chaveadas. O controle do duty cycle também possibilita o controle do valor RMS (eficaz) da tensão sobre a carga, e, desse modo, o controle da potência sobre a carga. Para controlar o duty cycle, basta variar o intervalo entre o disparo do SCR principal e o disparo do SCR auxiliar, desde que ambos os SCRs sejam disparados através de pulsos periódicos e de mesma frequência (como exemplificado no diagrama de tempos acima). O intervalo entre o disparo do SCR principal e o disparo do SCR auxiliar corresponde ao tempo em que a carga permanece energizada (t_H).

O valor médio CC e o valor eficaz da tensão sobre a resistência de carga podem ser calculados através das equações:

$$V_{L_{CC}} = VT \times \frac{t_H}{t_H + t_L} = VT \times \frac{t_H}{T} \quad 3.6$$

$$V_{L_{ef}} = VT \times \sqrt{\frac{t_H}{t_H + t_L}} = VT \times \sqrt{\frac{t_H}{T}} \quad 3.7$$

Os diagramas abaixo ilustram como o ajuste do intervalo entre os pulsos de disparo dos dois SCRs influi sobre o duty cycle. Em ambos os casos, a frequência dos pulsos é a mesma, variando apenas o intervalo entre o disparo do SCR principal e o disparo do SCR auxiliar.

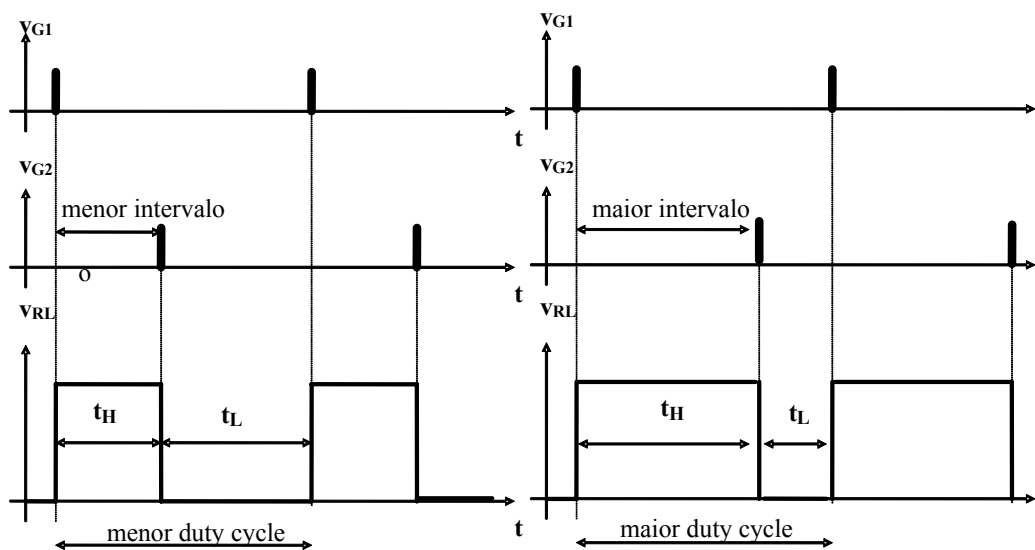


Figura 3.12 – Influência do intervalo entre os pulsos sobre o duty-cycle.

O uso de SCRs em circuitos alimentados com tensão contínua e constante não é muito comum, justamente por causa da complexidade dos circuitos necessários para realizar a comutação forçada dos tiristores. Para aplicações de chaveamento nessas condições, é mais comum a utilização de transistores bipolares ou FETs.

3.4.2 - Utilização do SCR com tensão senoidal retificada

Como sabemos, a tensão senoidal passa periodicamente pelo valor zero. Dessa forma, quando uma tensão desse tipo é aplicada a um circuito com SCR, a corrente principal I_A terá, em algum momento, um valor inferior ao da corrente de manutenção, o que garante a comutação natural do SCR. Esse fato simplifica bastante a seção de controle nesse tipo de circuito.

Como o SCR é um retificador, se a tensão senoidal for aplicada diretamente ao SCR um dos semiciclos será cortado e metade da tensão deixará de ser aproveitada. Por esse motivo, é mais conveniente retificar a senóide em onda completa, para alimentar o circuito com tensão CC pulsante. As figuras a seguir ilustram as duas situações.

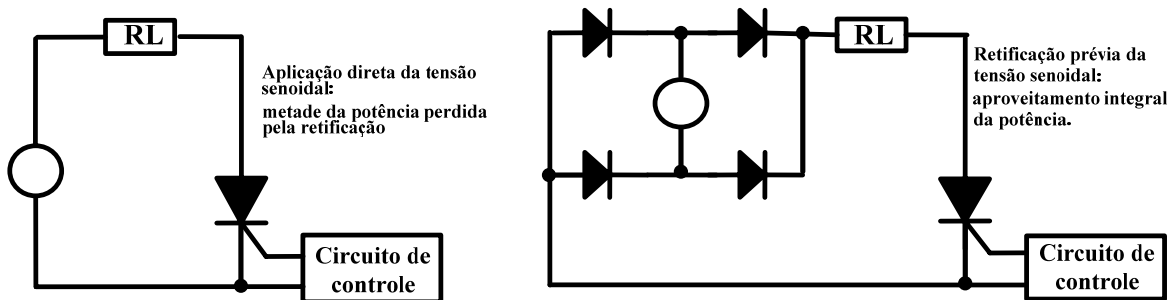


Figura 3.13 – Possibilidades de utilização do SCR com tensão senoidal.

Existem duas possibilidades para a utilização do SCR:

- 01) Simplesmente permitir ou interromper a passagem de corrente pela resistência de carga, ou seja, como um mero interruptor. Para tanto é necessário que a tensão de gate permaneça aplicada durante todo o tempo em que se deseja energizar a carga. Se for aplicado um único curto pulso, O SCR irá passar pela comutação natural quando a tensão senoidal chegar a zero, desenergizando a carga. Outra possibilidade é aplicar ao gate um trem de pulsos com frequência muito superior à da rede senoidal. Desse modo, quando ocorrer a comutação natural do SCR (na passagem da senóide por zero) ele será disparado quase que imediatamente depois, e a interrupção da energia sobre a carga se torna desprezível. Ambos os métodos estão ilustrados na Figura 3.14 abaixo, que pressupõe a retificação prévia da tensão senoidal de entrada.

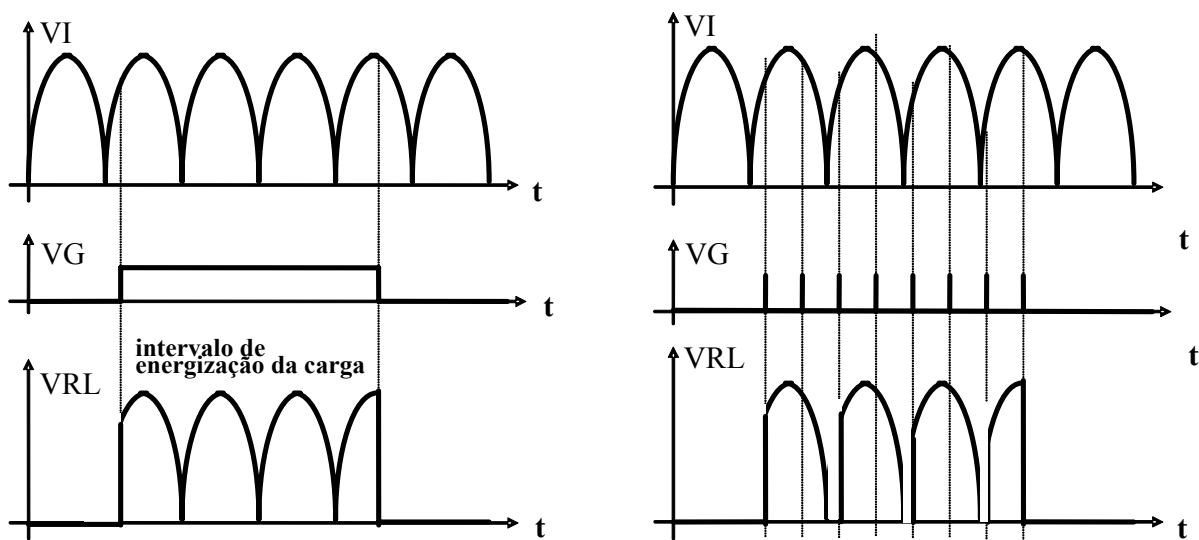


Figura 3.14 – Formas de onda na utilização do SCR com tensão senoidal retificada.

- 02) Controle do nível de potência dissipado pela carga. Essa é a aplicação mais “nobre” do SCR. Para tanto, é necessário que a frequência dos pulsos de gate seja

sincronizada com a frequência da rede senoidal e que sua posição no tempo seja ajustável. Esse tipo de controle é chamado de controle de potência por fase, e é utilizado no controle de velocidade de motores, de intensidade de lâmpadas (“dimmers”), da temperatura de fornos, etc. A Figura 3.15 a seguir ilustra esse tipo de controle, tomando como base uma entrada senoidal sem retificação prévia.

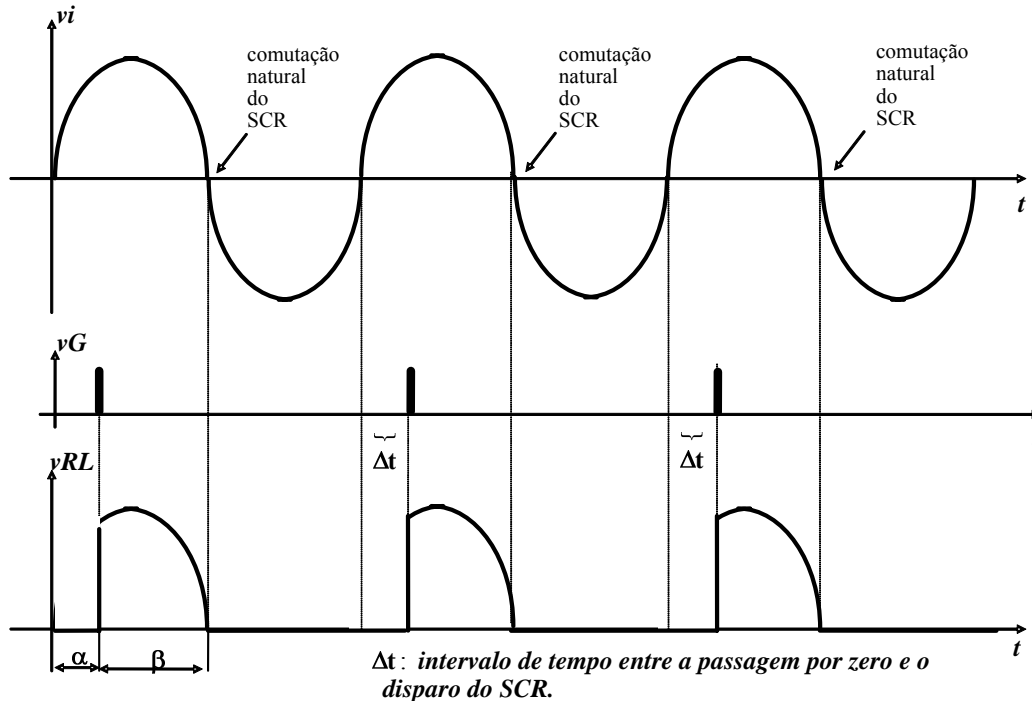


Figura 3.15 – Formas de onda do controle de potência por fase.

O intervalo angular entre a passagem da tensão de entrada por zero e o disparo do SCR é chamado de **ângulo de disparo** (α) e o intervalo angular entre o disparo do SCR e a sua comutação natural é chamado de **ângulo de condução** (β). Fica evidente através do gráfico que, para um SCR ideal alimentado com tensão senoidal, vale a relação:

$$\alpha + \beta = \pi \text{ rad} = 180^\circ. \quad 3.8$$

Quanto maior o ângulo de disparo, menor será o ângulo de condução e, conseqüentemente, menores serão a tensão sobre a carga e a potência dissipada sobre ela.

O ângulo de disparo α se relaciona com o intervalo de tempo Δt entre a passagem por zero e o disparo do SCR através da equação:

$$\alpha = \frac{\pi \times \Delta t}{T/2} = 2 \times \pi \times f \times \Delta t, \quad 3.9$$

onde T é o período da senóide de entrada e f é a sua frequência. Para o valor usual de frequência (60 Hz), teremos $\alpha \approx 377 \Delta t$. O máximo valor possível para Δt é a metade do período do sinal de entrada, o que, para o caso de senóides de 60 Hz, equivale aproximadamente a 8,33 ms. Os valores médio CC e eficaz da tensão sobre a carga são calculados pelas fórmulas abaixo.

Sem retificação prévia (meia-onda):

$$V_{LCC} = \frac{V_{\max}}{2\pi} \times (1 + \cos \alpha), \quad 3.10$$

$$V_{L_{ef}} = V_{\max} \times \sqrt{\frac{\beta + 0,5 \times \text{sen}2\alpha}{4\pi}} . \quad 3.11$$

Com retificação (DC Pulsante):

$$V_{L_{CC}} = \frac{V_{\max}}{\pi} \times (1 + \cos\alpha) , \quad 3.12$$

$$V_{L_{ef}} = V_{\max} \times \sqrt{\frac{\beta + 0,5 \times \text{sen}2\alpha}{2\pi}} . \quad 3.13$$

4 – Conversores CA/CC

A Eletrônica de Potência, nas últimas quatro décadas, com o uso do silício como elemento semiconductor, ganhou enorme impulso e veio trazer ao comando e controle de motores, sejam de corrente contínua, sejam de corrente alternada, enorme avanço e possibilidades. A variação de velocidade constitui um campo vasto para a aplicação das estruturas conversoras estáticas, amplamente estudadas e desenvolvidas pela Eletrônica de Potência. Este capítulo abrirá a análise das estruturas que permitem variar a velocidade dos motores de corrente contínua que operam com excitação independente.

Os equipamentos industriais que utilizam processos que operam em velocidades variadas e estabilizadas, gradativamente, deixam os variadores de velocidade eletromagnetomecânicos e lançam-se às estruturas estáticas do estado sólido, desenvolvidas pela eletrônica. A obtenção de velocidades variadas e amplamente controladas a partir de uma fonte de corrente alternada senoidal de frequência constante realiza-se, atualmente, em condições altamente satisfatórias a partir de estruturas eletrônicas que, empregando diodos de silício controlados ou transistores de potência, atuam sobre motores de corrente contínua e motores de corrente alternada assíncronos.

Denomina-se **CONVERSOR ESTÁTICO** de estado sólido, uma estrutura eletrônica que, empregando semicondutores, responde a comandos envolvendo sinais de baixas potências. Normalmente, para a função de comandar motores de corrente contínua, o conversor estático é composto de uma ponte de tiristores de silício totalmente controlada, em configuração antiparalela. Recebem corrente alternada de uma fonte e fornecem corrente contínua para o motor cujas variáveis se quer controlar. O motor de corrente contínua apresenta todas as características necessárias para operar em uma ampla banda de velocidades angulares.

O motor de corrente contínua pode ter sua velocidade controlada a partir da tensão de terminais e a partir da corrente de excitação do campo independente. Sabe-se que, de velocidades angulares relativamente baixas até a velocidade base da máquina, o controle pode ser realizado pela variação da tensão aplicada nos terminais da máquina, mantida a corrente de campo em seu valor máximo, segundo a equação 4.1.

$$\omega_R = \frac{V_{CD} - R_{TA} \times I_A - (2 \times \Delta V)}{k_F \times I_F} \quad 4.1$$

Mantida a corrente de armadura num valor constante e operacional, todo o processo de controle de velocidade se faz a **CONJUGADO CONSTANTE**.

4.1 - O motor de corrente continua acionado por um gerador eletromecânico

O motor de corrente contínua pode receber alimentação em corrente contínua de um gerador eletromecânico que, por sua vez, recebe energia mecânica de um motor assíncrono gaiola de esquilo convencional. A Figura 4.1 mostra, de forma simplificada, a interligação das máquinas.

Um motor assíncrono convencional, de indução e rotor em gaiola de esquilo, é alimentado por uma fonte de energia, corrente alternada senoidal, trifásica. Sobre a tensão da rede e as características do motor, nada de incomum. Uma pequena máquina de corrente contínua, operando como gerador, é acoplada à árvore motriz e tem a função de gerar corrente contínua para a alimentação dos campos excitadores do gerador de força e do motor acionador CC, cuja velocidade angular se quer regular. Outra pequena máquina de corrente contínua é conectada ao eixo motriz do motor comandado. Essa pequena máquina, recebendo do motor acionador CC, energia mecânica a velocidades variadas, fornece em seus terminais um sinal de

tensão que é proporcional à velocidade angular do motor acionador CC. Esse sinal de tensão pode ser levado a um SISTEMA COMPARADOR que, atuando sobre a corrente de campo do gerador de força, ajusta a tensão de terminais e, conseqüentemente, ajusta a velocidade angular do motor acionador CC. Fecha-se, dessa forma, 'uma malha de controle para a velocidade angular do motor.

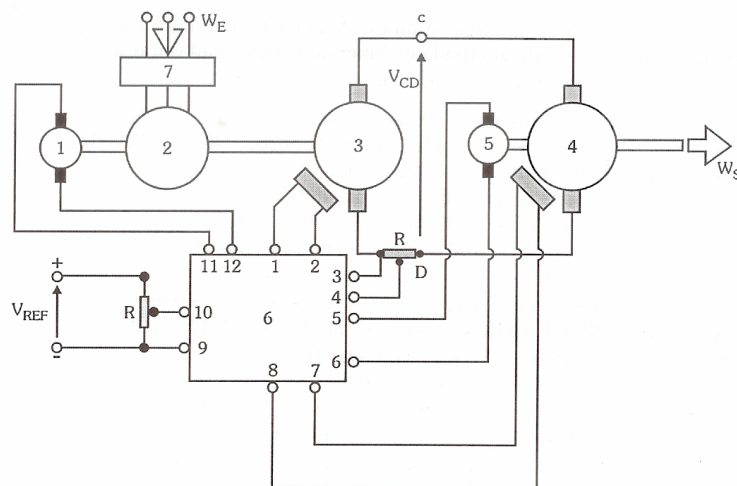


Figura 4.1 – Grupo gerador-motor. Controle da tensão dos terminais.

- | | |
|----------------------------------|--|
| 1. Excitatriz. | 5. Tacogerador. |
| 2. Motor de Indução. | 6. Controlador ou Sistema Comparador. |
| 3. Gerador de Corrente Contínua. | 7. Proteção e Partida do Motor de Indução. |
| 4. Motor de Corrente Contínua. | |

Uma segunda malha, agora formada por um sinal de tensão que é proporcional à corrente que circula pela armadura do motor, é trazida para o SISTEMA COMPARADOR. De posse desses dois sinais, um que diz respeito à corrente de armadura e outro que está ligado à velocidade angular do eixo do motor acionador CC, o SISTEMA COMPARADOR gerencia a corrente de campo do gerador de força e, conseqüentemente, a tensão dos terminais do referido gerador de força. Formam-se, portanto, duas malhas de realimentação. Uma ligada à velocidade angular do eixo do motor acionador CC e outra, à corrente que circula na armadura do referido motor.

O conjunto acima descrito, em princípio, é reversível, e durante as frenagens do motor acionador CC pode fornecer energia elétrica ao gerador. Este, funcionando como motor, pode ter sua velocidade angular maior do que a velocidade do campo girante presente no motor de indução. Tendo seu eixo acionado a uma velocidade angular, que é maior do que a velocidade angular de seu campo girante, e estando conectado a uma rede de energia que opera em corrente alternada, essa rede pilota a tensão e a freqüência do motor de indução e excita o seu campo magnético. Atendidas essas condições, a máquina de indução passa a operar como gerador - gerador de indução fazendo com que o ato de frear o motor de corrente contínua converta-se em um ato de gerar corrente alternada e alimentar cargas ligadas à referida rede. É a reversibilidade das máquinas elétricas.

Por ser um fenômeno de ocorrência automática, não envolvendo nenhuma alteração no circuito e, tampouco, introdução de outros componentes, é um ponto a favor dos sistemas eletromecânicos. As estruturas do estado sólido podem contemplar certos adendos a seus circuitos e efetuar a recuperação de parte da energia no ato de frear o motor acionador CC, mas isso traz aumento na quantidade de circuitos que já é altamente elaborada.

4.2 - O motor de corrente contínua acionado por uma estrutura de estado sólido

O conjunto descrito no item anterior contempla uma máquina de indução acionando um

gerador de corrente contínua. Retirando esse estágio em que energia em corrente alternada é entregue a um acionador eletromecânico que aciona um gerador de corrente contínua, e substituindo-o por uma estrutura do estado sólido, total ou parcialmente controlada, passa-se a receber corrente alternada e entregar corrente contínua ao motor acionador CC. O SISTEMA COMPARADOR pode atuar sobre o circuito de comando dos disparos dos semicondutores controlados e um excelente controle se adquire sobre o motor acionador CC. O conjunto é mostrado, de forma simplificada, na Figura 4.2.

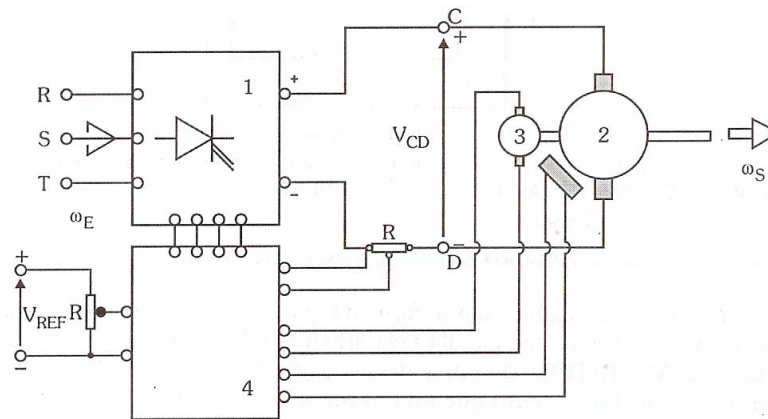


Figura 4.2 – Motor de corrente contínua alimentado e controlado por estrutura do estado sólido.

- | | |
|---|------------------------|
| 1. Ponte Retificadora Completamente Controlada. | 3. Tacogerador. |
| 2. Motor de Corrente Contínua. | 4. Sistema Comparador. |

4.3 - Quadrantes de operação

Uma máquina girante, por ser reversível, pode operar como motor ou como gerador e pode fazê-lo tanto girando em um sentido como em sentido contrário. Dessa maneira, combinando funções e sentidos de rotação, e associando a eles os quadrantes formados por um sistema de eixos cartesianos ortogonais, podem-se representar o sentido de rotação e a tarefa da máquina em um determinado instante de operação.

Tomando, por exemplo, o sentido horário como sentido positivo para a presente análise, pode-se dizer que a máquina, girando no sentido positivo, pode estar trabalhando como motor. Nesse caso, recebe energia elétrica da estrutura eletrônica de acionamento e controle e fornece energia mecânica em seu eixo motriz. Em termos de representação, nessas condições a máquina ocupa o primeiro quadrante da PLANTA DE CONTROLE. Seguindo esse raciocínio, pode-se escrever:

- PRIMEIRO QUADRANTE:** A máquina gira no sentido positivo e opera como motor.

$$NR > 0 \quad \text{e} \quad PE > 0.$$
- SEGUNDO QUADRANTE:** A máquina gira no sentido positivo e opera como gerador. Portanto, opera freando seu eixo mecânico recuperação de energia.

$$NR > 0 \quad \text{e} \quad PE < 0.$$
- TERCEIRO QUADRANTE:** A máquina gira no sentido negativo (contrário ao anterior) e opera como motor.

$$NR < 0 \quad \text{e} \quad PE > 0.$$
- QUARTO QUADRANTE:** A máquina gira no sentido negativo e opera como gerador. Portanto, opera freando seu eixo mecânico recuperação de energia.

$$NR < 0 \quad \text{e} \quad PE < 0.$$

A Figura 4.3 ilustra a forma de empregar o sistema de eixos cartesianos ortogonais na análise de uma função e de seu sentido de rotação.

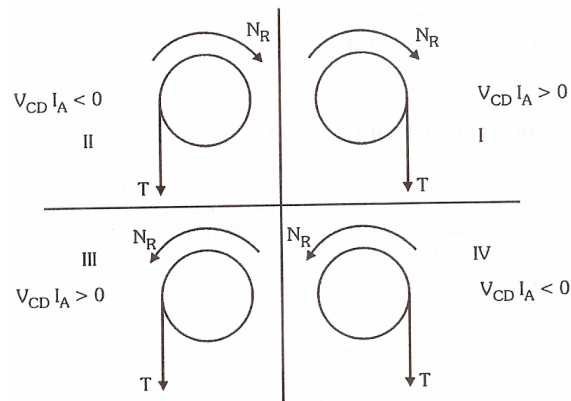


Figura 4.3 – Operação nos quatro quadrantes.

4.4 - Conversores não reversíveis

Quando a máquina de corrente contínua deve operar como motor num único sentido de rotação e não requer frenagens rápidas, a reversibilidade não é requerida ao sistema.

A inversão do sentido de rotação pode estar presente, mas é uma operação feita quando toda a energia mecânica do sistema acionado dissipou-se por perdas próprias (atritos) e o motor acionador CC encontra-se parado. Tudo se passa como se a planta de acionamento e controle só permitia o funcionamento da máquina como motor operando num sentido único, e ocupando, assim, o primeiro quadrante. A montagem eletromecânica mostrada na Figura 4.1 permite a operação do motor nos quatro quadrantes, isto é, permite a frenagem regenerativa e operação como motor nos dois sentidos de rotação. A inversão do sentido de marcha do motor é feita a partir da inversão do sentido da corrente que circula no campo do gerador de força.

A montagem mostrada na Figura 4.4 trabalha com uma estrutura eletrônica formada por seis tiristores de potência (diodos de silício controlados). Essa PONTE RETIFICADORA CONTROLADA ou ponte completa entrega corrente contínua para o motor acionador CC. A inversão do sentido de rotação é efetuada a partir da chave inversora. Esta operação só é executada com o motor parado. Não existe frenagem dissipativa ou regenerativa na estrutura eletrônica presente. A rede de alimentação fornece energia na forma de uma corrente senoidal num alimentador trifásico.

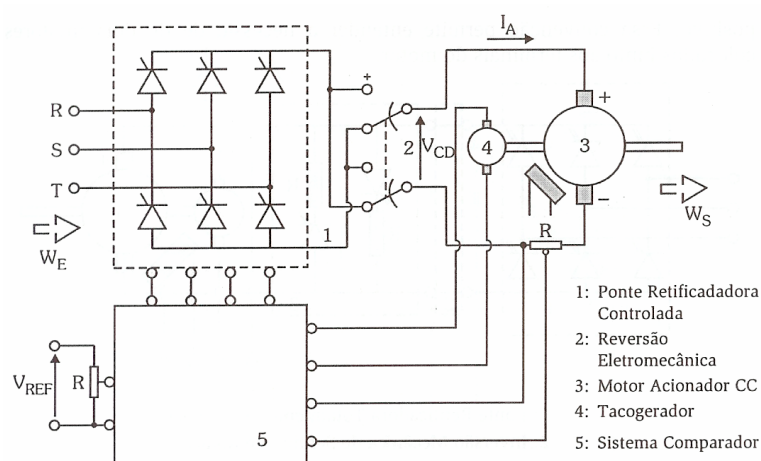


Figura 4.4 – Ponte retificadora controlada com inversão eletromecânica da rotação do motor CC.

4.5 - Conversores reversíveis

Denomina-se conversor reversível aquele sistema que permite a inversão rápida do sentido de rotação da máquina que atua como motor. Pode-se observar que a diferença operacional entre os conversores reversíveis e os não reversíveis está na possibilidade de serem

efetuadas inversões imediatas no sentido de rotação da máquina que opera como motor. Normalmente, a frenagem presente não é regenerativa e sim dissipativa, isto é, faz-se o motor acionador CC trabalhar como gerador e a energia elétrica gerada alimenta um resistor externo com capacidade dissipativa adequada à tarefa.

A estrutura eletrônica mostrada na Figura 4.5 possui dois tiristores adicionais ligados a RESISTORES DE FRENAGEM. Quando do ato de frear o motor, seja em um sentido ou no outro, o tiristor adequado ao sentido de rotação é disparado e por ele passa a corrente que vem do motor acionador CC, agora operando como gerador. A energia do sistema mecânico acionado é convertida pela máquina acionada em energia elétrica que é dissipada nos resistores de frenagem, quando do disparo do tiristor. Convém ressaltar que a corrente de armadura, na operação como motor, entra no terminal positivo da máquina, e, quando esta opera como gerador, a corrente deixa o seu terminal positivo. Essa convenção permite entender a necessidade de dois tiristores colocados junto aos terminais do motor.

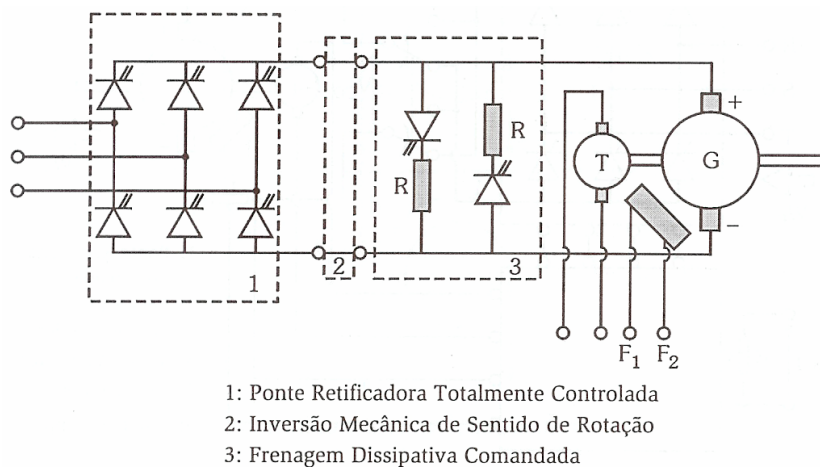


Figura 4.5 – Estrutura eletrônica com inversão eletromecânica do sentido de rotação e frenagem dissipativa.

Essa planta de controle e acionamento, permitindo frenagem e inversão rápida do sentido de rotação da máquina, pode atender aos quatro quadrantes propostos na Figura 4.3.

4.6 - Pontes trifásicas

Muitas são as variantes de cada um dos circuitos básicos que operam com tiristores, e muitas são as formas de atuação que podem levar a uma operação segura e confiável da estrutura de acionamento e controle. No presente estudo, ficou implicitamente colocado que a rede de fornecimento de energia opera em corrente alternada e alimentador trifásico. Muitas são as estruturas que podem receber alimentação dada por uma fase e um neutro ou por duas fases, caracterizando a família dos alimentadores monofásicos a dois condutores. Outras estruturas, ainda, permitem que a rede de fornecimento o faça em corrente contínua, cada qual indicada para uma finalidade e para um nível de potência.

Tomem-se, para exemplo, os trolebus. Eles, normalmente, são ligados a redes de fornecimento que operam em corrente contínua. Estruturas eletrônicas, denominadas CONVERSORES CC/CC ou CHOPPERS, recebem energia em corrente contínua e fornecem em corrente contínua para a carga, permitindo a atuação sobre o valor médio da corrente que é fornecida.

Por outro lado, a fonte de fornecimento de energia elétrica pode estar operando em corrente alternada e alimentação monofásica. A estrutura eletrônica, recebendo energia em corrente alternada, efetua a RETIFICAÇÃO em onda completa ou em meia onda e alimenta o motor acionador CC. Essas estruturas são denominadas CONVERSORES CA/CC. A Figura 4.6 mostra um CONVERSOR CA/CC semicontrolado operando em onda completa com alimentação fornecida por uma fonte trifásica.

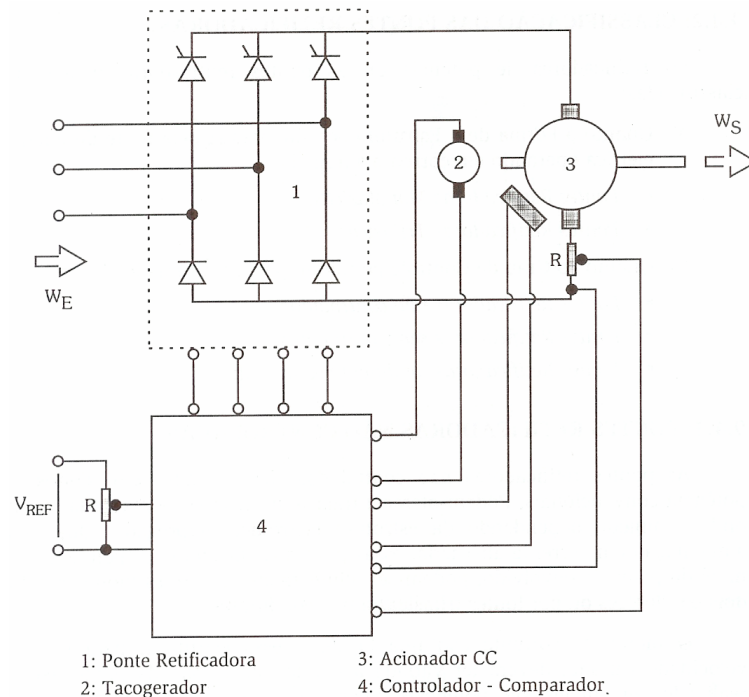


Figura 4.6 – Conversor CA/CC semicontrolado de onda completa.

4.7 - Classificação das pontes retificadoras

Os retificadores de potência ou as pontes retificadoras podem ser classificadas:

- a) Quanto à Forma de a Estrutura ser alimentada pela fonte de energia elétrica operando em corrente alternada:
 - Pontes Retificadoras Monofásicas.
 - Pontes Retificadoras Trifásicas.
- b) Quanto ao Grau de Controle permitido pela estrutura eletrônica:
 - Pontes Retificadoras não controladas.
 - Pontes Retificadoras semicontroladas.
 - Pontes Retificadoras totalmente controladas.

4.7.1 - Pontes retificadoras não controladas

As pontes retificadoras não controladas são formadas por diodos de potência convencionais. Podem oferecer uma retificação em meia onda ou em onda completa, dependendo da estrutura eletrônica empregada. Quanto à alimentação em corrente alternada, essas pontes retificadoras, dependendo do nível de potência envolvido, podem ser alimentadas por fontes monofásicas a dois condutores ou por fontes trifásicas a três condutores.

O motor de corrente contínua ligado a essa estrutura, para ter sua velocidade variada, deverá ter variada a entrada de tensão da ponte. Isto é realizado em níveis de potências inferiores a 100 kVA, por meio de transformadores variadores de tensão. Acima desse valor, as correntes envolvidas, os custos dos transformadores e as finalidades impõem soluções eletrônicas, unicamente. A corrente que alimenta o campo da máquina é retificada em onda completa por uma outra ponte retificadora, e o ajuste dessa corrente pode demandar estrutura eletrônica de controle ou transformador variador de tensão. A Figura 4.7 apresenta um CONVERSOR CA/CC operando com uma ponte não controlada.

Na, Figura 4.7 o controle da tensão dos terminais do motor de corrente contínua é realizado no secundário do transformador que fornece energia para o retificador. As possibilidades inseridas pelo uso de unidades transformadoras são muito vastas e, por outro lado, muito dispendiosas.

Na ponte retificadoras não controladas, a tensão média que atua sobre os terminais do motor é representada por V_{CD} e tem por expressão:

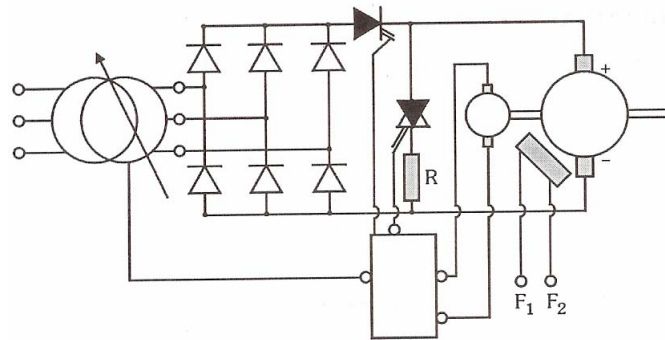


FIGURA 9.7: PONTE RETIFICADORA NÃO CONTROLADA.

Figura 4.7 – Ponte retificadora não controlada.

$$V_{CD} = \frac{3 \times \sqrt{2}}{\pi} \times V_L, \quad 4.2$$

em que V_L é a tensão de linha aplicada pela fonte nos terminais da ponte retificadora não controlada de onda completa.

A corrente que circula por cada diodo de potência, em valor eficaz, tem por expressão:

$$I_{\text{DIODO}} = \frac{I_{\text{CARGA}}}{\sqrt{3}}, \quad 4.3$$

que é a corrente que circula por um diodo retificador convencional, em seu valor eficaz.

4.7.2 - Exercício resolvido

Um motor de corrente contínua solicita da fonte de corrente contínua uma potência de 35 kW a uma tensão de 440 V, que é o seu valor nominal. Tomando a estrutura eletrônica como ideal, formada por um alimentador trifásico sem neutro, alimentando uma ponte retificadora não controlada de onda completa, formada por seis retificadores de potência, determine:

- A tensão de linha do alimentador da ponte;
- A corrente eficaz de cada diodo retificador;
- A tensão reversa sobre cada diodo retificador.

SOLUÇÃO:

- Determinação da corrente de entrada do motor de corrente contínua e da corrente de carga sobre a ponte retificadora:

$$P_{\text{entrada}} = V_{CD} \times I_{\text{Fonte}}. \quad 4.4$$

Levando valores numéricos à 4.4, resulta:

$$35000 = 440 \times I_{\text{PONTE}} \Rightarrow I_{\text{PONTE}} = 79,55 \text{ A.}$$

Como um meio de assegurar a vida da ponte retificadora, adota-se um acréscimo de segurança à corrente. Esse acréscimo deve estar entre 40 % e 50% da corrente solicitada pelo motor à ponte. Assim:

$$I_{\text{CARGA}} = 1,40 \times I_{\text{PONTE}}. \quad 4.5$$

adotando como acréscimo um valor de 40%. Portanto:

$$I_{\text{CARGA}} = 1,40 \times 79,55 \Rightarrow I_{\text{CARGA}} = 111,36 \text{ A}.$$

2. Determinação da tensão de linha da ponte e da corrente, em valor eficaz, para cada diodo retificador da ponte retificadora:

Na pontes retificadoras não controladas, a tensão média que atua sobre os terminais do motor, representada por V_{CD} , tem por expressão:

$$V_{\text{CD}} = \frac{3 \times \sqrt{2}}{\pi} \times V_L, \quad 4.6$$

em que V_L é a tensão de linha aplicada pela fonte nos terminais da ponte retificadora não controlada de onda completa. Assim, levando valores à equação 4.6, resulta:

$$440 = \frac{3 \times \sqrt{2}}{\pi} \times V_L \Rightarrow V_L = 325,8 \text{ V},$$

que é a tensão que deve ser aplicada pelo alimentador trifásico na ponte retificadora. Adotou-se a hipótese de que a ponte é ideal, assim as quedas de tensão impostas pelas realidades não estão sendo consideradas. Portanto, a tensão do alimentador da ponte é pouco maior do que o valor calculado acima.

A corrente que circula por cada diodo de potência, em valor eficaz, tem por expressão:

$$I_{\text{DIODO}} = \frac{I_{\text{CARGA}}}{\sqrt{3}}. \quad 4.7$$

Levando valores à 4.7, resulta:

$$I_{\text{DIODO}} = \frac{111,36}{\sqrt{3}} \Rightarrow I_{\text{DIODO}} = 64,30 \text{ A}.$$

Quando o diodo "barra" a corrente da rede, sobre ele se estabelece uma tensão que, por ser oriunda de um alimentador que opera em corrente alternada, tem por expressão:

$$V_{\text{pico inversa}} = \sqrt{2} \times V_L. \quad 4.8$$

Levando valores à equação 4.8, resulta:

$$V_{\text{pico inversa}} = \sqrt{2} \times 325,80 \Rightarrow V_{\text{pico inversa}} = 460,76 \text{ V}.$$

Examinando agora um manual de DIODOS DE POTÊNCIA DE SILÍCIO, encontrar diodos que possam atender às solicitações dessa ponte retificadora. O transformador de tensão ajustável deverá poder fornecer, em seu secundário, um valor de tensão de linha maior do que 326 V.

4.7.3 - Conversores trifásicos semicontrolados

As pontes retificadoras trifásicas de onda completa podem ter, em sua estrutura de força, três diodos retificadores de potência convencionais e três tiristores ou retificadores de silício controlados. Quando essa montagem é adotada, os tiristores ficam com o controle do valor médio da corrente que é fornecida para a carga. Como eles trabalham sob o comando de um circuito de disparo controlado, essas pontes são denominadas de semicontroladas. A Figura 4.8 mostra um CONVERSOR CA/CC operando com uma ponte semicontrolada. O diodo de potência D7 é posto em paralelo com o motor colocado em seus terminais, e denomina-se DIODO DE RODA LIVRE.

Naqueles instantes em que a energia armazenada na estrutura magnética do motor sofre variações, circula pelo circuito do motor e pelo DIODO DE RODA LIVRE corrente elétrica, no

intuito de manter o fluxo magnético que quer diminuir. Sua operação é regida pela Lei de Lenz:

$$e = -N \times \frac{d\phi}{dt}. \quad 4.9$$

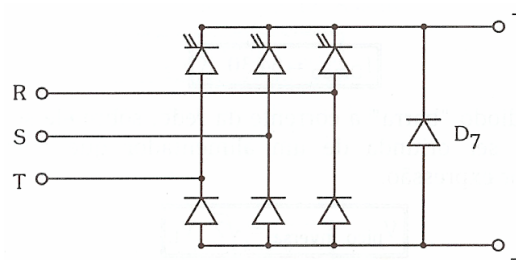


Figura 4.8 – Conversor CA/CC operando com ponte retificadora semicontrolada.

4.7.4 - Conversores trifásicos totalmente controlados

As pontes retificadoras trifásicas de onda completa podem ter, em sua estrutura de força, seis tiristores ou retificadores de silício controlados. Quando essa montagem é adotada, os tiristores ficam com o controle do valor médio da corrente que é fornecida para a carga. Como eles trabalham sob o comando de um circuito de disparo controlado, essas pontes são denominadas pontes totalmente controladas. A Figura 4.9 mostra um CONVERSOR CA/CC operando com uma ponte totalmente controlada. O valor médio da tensão sobre o motor sob controle está ligado ao ângulo de disparo dos tiristores e tem por expressão:

$$V_{CD} = \frac{3 \times \sqrt{2}}{\pi} \times V_L \times \cos(\alpha), \quad 4.10$$

em que V_L é a tensão de linha do alimentador da ponte retificadora controlada e α é o ângulo de disparo dos semicondutores controlados.

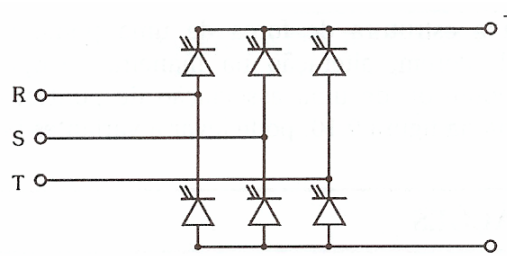


Figura 4.9 – Conversor CA/CC operando com ponte retificadora totalmente controlada.

4.7.5 - Conversores trifásicos com configuração antiparalela

Quando se deseja efetuar reversões muito rápidas de rotação, caso em que sistemas eletromecânicos são dispendiosos, volumosos e caros, emprega-se dois retificadores de força, totalmente comandados, ligados ou não à mesma fonte de energia trifásica, corrente alternada.

Ambas as pontes retificadoras são ligadas aos terminais CD da máquina comandada em conexão antiparalela. O mesmo secundário do transformador ou a mesma fonte de energia é empregada para alimentar as duas pontes retificadoras, e a estrutura eletrônica usada para tal trabalha com seis tiristores conectados, como mostra a Figura 4.10. Na referida montagem, a ponte A, situada à esquerda do desenho, torna possível o trabalho nos quadrantes 1 e 4 (ver Figura 4.3). A ponte B, situada à direita, na Figura 4.10, trabalha nos quadrantes 2 e 3.

4.8 - Considerações

Foram apresentadas estruturas eletrônicas empregadas no acionamento das máquinas elétricas de corrente contínua operando como motor.

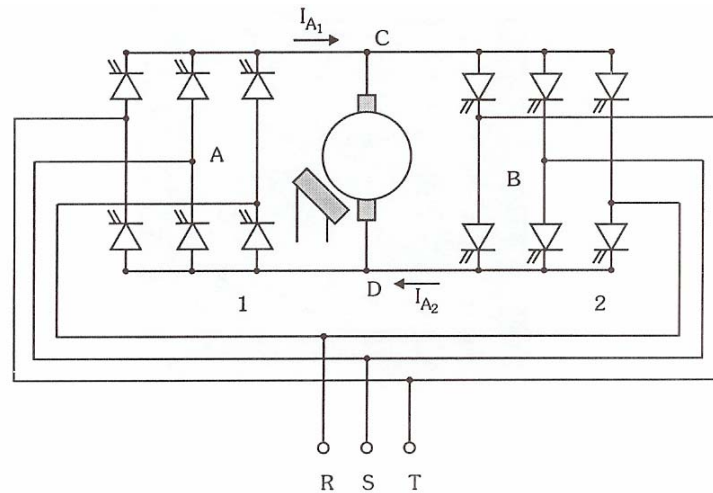


Figura 4.10 – Montagem reversível em configuração antiparalela.

Diversos são os fabricantes que oferecem sistemas dimensionados para motores CC. Os sistemas oferecidos podem operar em dois ou em quatro quadrantes e, dessa forma, efetuar a operação e a frenagem da máquina nos dois sentidos de rotação. A Figura 4.11 mostra a foto de alguns CONVERSORES CA/CC microprocessados, compostos de uma ponte tiristorizada totalmente controlada em configuração antiparalela, com interface homem x máquina e saídas digitais e analógicas. Um display colocado na porta do conversor informa ao operador, por meio de código, um defeito que tenha ocorrido e que tenha causado sua interrupção.



Figura 4.11 – Conversores CA/CC microprocessados.

5 - Métodos de comando de um motor de indução

Os métodos de comando de um motor de indução são implementados com equipamentos eletromecânicos, elétricos e eletrônicos. Estes equipamentos permitem acelerar (partir) e desacelerar (frenar) o motor de acordo com requisitos impostos pela carga, segurança, concessionárias de energia elétrica, etc.

5.1 - Partida de motores trifásicos

Os motores absorvem da rede uma potência maior na fase de partida. Esse fato pode levar a flutuações inadmissíveis na própria rede e no circuito do motor, que a concessionária de energia limita, para não prejudicar outros consumidores.

As cargas constituídas por motores elétricos apresentam peculiaridades que as distinguem das demais:

- a) A corrente absorvida durante a partida é muito maior que a de funcionamento normal em carga;
- b) A potência absorvida em funcionamento é determinada pela potência mecânica no eixo solicitada pela carga acionada, o que pode resultar em sobrecarga na rede de alimentação, se o motor não for protegido adequadamente.

Para evitar perturbações inaceitáveis na rede de distribuição, na própria instalação e nas demais cargas ligadas, na instalação de motores deve-se:

- a) Observar as limitações impostas pela Concessionária local referente a partida de motores:

Nota: Para a partida direta de motores com potência acima de 3,7 kW (5cv), (supostamente em $U = 220\text{ V}$) em instalações alimentadas por rede de distribuição pública em baixa tensão, deve ser consultada a Concessionária local.

- b) Limitar a queda de tensão nos demais pontos de utilização, durante a partida do motor.

Para obter conformidade às limitações descritas nas as linhas a) e b) anteriores, pode ser necessário o uso de dispositivos de partida que limitem a corrente absorvida durante a partida. Por outro lado, as cargas motoras em corrente alternada, são identificadas como sendo AC-2 e AC-3, a primeira sigla aplicada a motores do tipo trifásico indução bobinado ou anel, e o segundo a motores trifásicos de indução tipo gaiola, que são a grande maioria dos motores encontrados nas indústrias, por serem mais robustos e mais baratos (não necessariamente melhores). Outro fator que hoje precisa ser observado é o rendimento do motor. Devemos dar preferência a motores de alto rendimento, com perdas reduzidas. Portanto, para potências acima de 5 CV, é necessário verificar se há necessidade de serem usados métodos de partida, que podem ser de várias formas, cada um com recomendações próprias de acordo com a potência dos motores a eles ligada. A norma IEC 60947 faz recomendações de coordenação de proteção, e que assim se definem:

1. Um dispositivo de partida, além de atender a capacidade de carga (por exemplo, motor trifásico AC-3) é orientado por norma a obedecer a determinados resultados quando sujeito a anormalidades de pior caso, ou seja, um curto-circuito pleno.

2. Um curto-circuito pleno é dado como uma fatalidade. A experiência tem demonstrado que um curto-circuito de ordem prática é de menos de 50% do pleno (pior caso).

Desta forma, a escolha da coordenação de proteção deve considerar as condições práticas de probabilidade do curto-circuito e as exigências de serviço da instalação. Pela IEC 60 947 a coordenação de proteção é dividida em tipo 1 e tipo 2, que assim se definem:

• **Coordenação tipo 1.**

Sem risco para as pessoas e instalações, ou seja, desligamento seguro da corrente de curto-circuito. Porém, o dispositivo de partida não estará em condições de continuar funcionando após o desligamento, permitindo danos ao contator e ao relé de sobrecarga.

• **Coordenação tipo 2.**

Sem riscos para as pessoas e instalações, ou seja, desligamento seguro da corrente de curto-circuito. Não pode haver danos ao relé de sobrecarga ou em outras partes com exceção de leve fusão dos contatos do contator e estes permitam fácil separação sem deformação significativa.

Tais correntes são como referência prática da ordem plena de $I_K = 50$ kA como corrente presumida de curto-circuito. Pela própria definição, é bem mais seguro o uso da coordenação tipo 2, conforme visto linhas atrás. A solução, porém é de custo mais elevado. Pela IEC 60 947, são definidos os seguintes valores de corrente de curto-circuito prático, em kA:

Tabela 5.1 – Correntes de curto-circuito definidas pela IEC 60947.

Corrente nominal I_n / AC-3 em A	Corrente de curto-circuito prática ("r") I_{ccr} em kA
0 < I_n ≤ 16	1
16 < I_n ≤ 63	3
63 < I_n ≤ 125	5
125 < I_n ≤ 315	10
315 < I_n ≤ 630	18
630 < I_n ≤ 1000	30
1000 < I_n ≤ 1600	42

5.1.1 - Critérios de escolha do método de partida

A escolha por uma partida direta ou não, depende de:

- Característica da máquina a ser acionada.
- Circunstância de disponibilidade da potência de alimentação.
- Confiabilidade de serviço.
- Distância da fonte de alimentação, devido à condição de queda de tensão (norma).

No caso de ser permitida a partida direta, à plena tensão, as curvas características do motor a ela ligado assim se apresentam:

5.2 - Categorias de partida

Variando a construção das ranhuras, o formato dos condutores dentro dessas ranhuras e o metal utilizado nessa construção, variam os conjugados, notadamente os de partida.

Conforme suas características de torque em relação à velocidade e corrente de partida, os motores de indução trifásicos com rotor de gaiola, são classificados em categorias, cada uma adequada a um tipo de carga e definidas em norma (NBR 7094).

a) CATEGORIA N

Constituem a maioria dos motores encontrados no mercado e prestam-se ao acionamento de cargas normais, como bombas, máquinas operatrizes, e ventiladores.

b) CATEGORIA H

Usados para cargas que exigem maior torque na partida, como peneiras, transportadores carregadores, cargas de alta inércia, britadores, etc.

c) CATEGORIA D

Usados em prensas excêntricas e máquinas semelhantes, onde a carga apresenta picos periódicos. Usados também em elevadores e cargas que necessitam de torques de partida muito altos e corrente de partida limitada.

A Tabela 5.2 resume as características de cada categoria de partida.

Tabela 5.2 – Características das categorias de partida direta.

Categorias de partida	Torque de partida	Corrente de partida	Escorregamento
N	Normal	Normal	Baixo
H	Alto	Normal	Baixo
D	Alto	Normal	Alto

As curvas torque x velocidade das diferentes categorias estão mostradas na Figura 5.1.

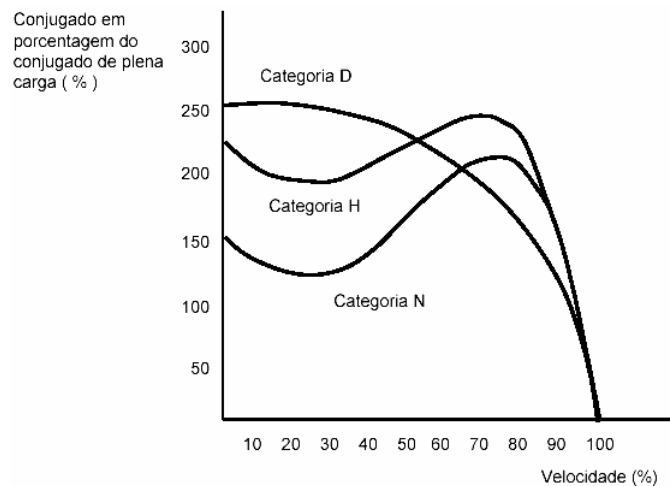


Figura 5.1 – Curvas características de torque em função da categoria do motor (partida direta).

5.3 - Partida direta (plena tensão)

A maneira mais simples de partir um motor de indução é a chamada partida direta, aqui o motor é ligado à rede diretamente através de um contator (ver Figura 5.2).

Características básicas:

- > Aplicada em máquinas com qualquer tipo de carga.
- > Máquinas que permitem normalmente suportar o conjugado (torque) de aceleração.
- > Fonte com disponibilidade de potência para alimentação.
- > Confiabilidade de serviço pela composição e comando simples.

As três formas mais usadas de partida direta são as representadas na Figura 5.3. As diferenças residem na maneira como se irá proteger o motor contra curto-circuito e sobrecargas. Partindo da esquerda da figura, primeiro tem-se a configuração que utiliza fusível e relé de sobrecarga térmico. A segunda configuração faz uso de disjuntor e mantém o relé térmico. Na terceira configuração, tanto a proteção contra curto-circuito como para sobrecarga é deixada para o disjuntor.

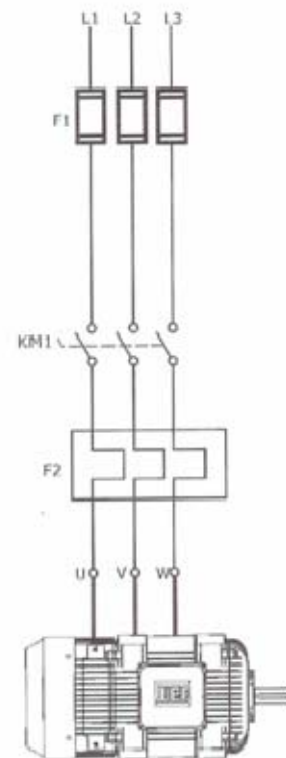


Figura 5.2 – Partida direta.

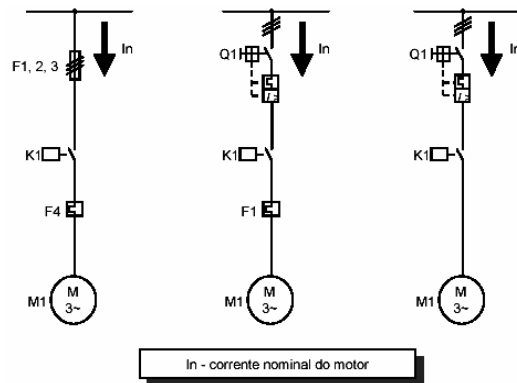


Figura 5.3 – Formas de partida direta de um motor de indução trifásico.

Na Figura 5.4, apresenta-se um esquema mínimo de como deve ser realizado o comando do contator que realiza a partida direta de um motor de indução trifásico.

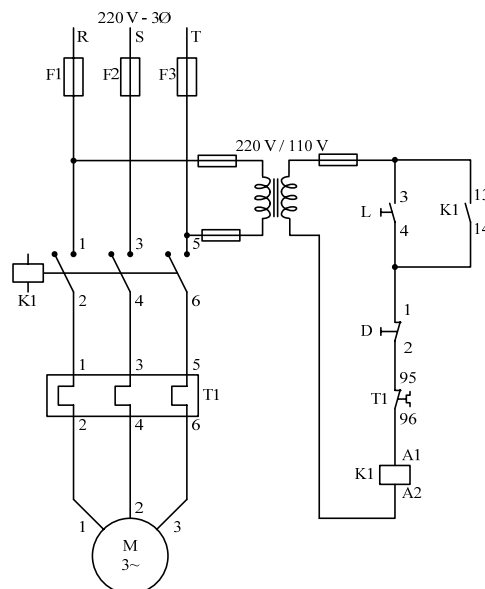


Figura 5.4 – Partida direta de um motor de indução trifásico.

Deve-se observar que para este tipo de partida existem restrições de utilização. Como já foi visto anteriormente, a corrente de partida de um motor de indução quando ligado diretamente à tensão da rede é 5 a 8 vezes maior que a corrente nominal. Por este motivo, e fundamentalmente para motores de grande porte, a partida direta não é utilizada.

Não sendo possível a partida direta, outros métodos de partida são utilizados:

- Partida estrela-triângulo.
- Partida por autotransformador (também chamada de compensadora).
- Partida suave (soft-starter), por meio de eletrônica de potência.

Na seqüência indicada, estão também os custos do dispositivo de partida: uma estrela-triângulo é mais barata do que uma partida suave (soft-starter), para mesma potência de motor. E é necessário associar o investimento no motor com o dispositivo de partida.

Por essa razão, máquinas pequenas (acima de 5 CV ou eventualmente maiores de acordo com determinações da concessionária de energia, pelo que vimos), usam uma partida estrela-triângulo. Um outro aspecto é a qualidade da partida, há casos em que os solavancos resultantes de uma partida em estrela-triângulo não são admissíveis dentro do regime de funcionamento do motor e, sobretudo da carga acionada.

5.4 - Partida estrela-triângulo (Y-Δ)

Motores capazes de partir através de uma partida estrela-triângulo, têm que ser do tipo

trifásico, com as 6 “pontas” dos enrolamentos acessíveis, para fazer a mudança de uma ligação estrela para triângulo, ou seja, este tipo de partida só pode ser utilizado em motores que possuam ligação em dupla tensão (por exemplo, 3 x 380 V e 3 x 220 V). A menor tensão deverá ser igual à tensão de rede e a outra 1,73 vezes maior. Esta partida é feita com três contatores, como mostra a Figura 5.5. Na partida o motor é ligado na conexão de maior tensão, isto possibilita uma redução de até 1/3 da corrente de partida do motor, como mostra a Figura 5.6.

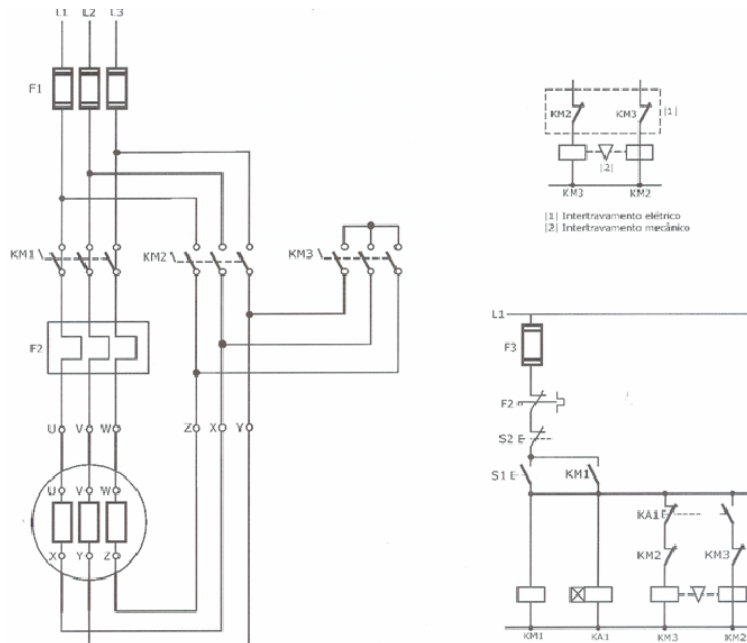


Figura 5.5 – Partida estrela-triângulo.

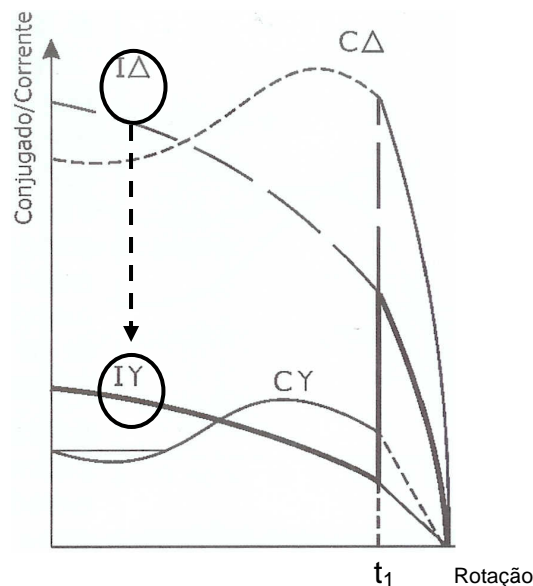


Figura 5.6 – Curva característica de torque e corrente (partida estrela-triângulo).

Seu princípio de funcionamento se baseia na teoria dos sistemas trifásicos, já vista. Ao conectar o motor inicialmente na configuração estrela, se está aplicando uma tensão $\sqrt{3}$ vezes menor que a tensão de linha aos enrolamentos do motor, com isso reduzindo a sua corrente durante a partida de 1/3 (ver equação 1.15).

Veja que isso também diminui o conjugado que o motor pode oferecer, uma vez que o conjugado do motor varia com o quadrado da tensão. Isto requer uma análise cuidadosa quanto à quantidade de conjugado motor que estará disponível. Este conjugado deve ser suficiente para acionar a carga durante a partida.

A partida estrela-triângulo poderá ser usada quando a curva de torque do motor for suficientemente elevada para poder garantir a aceleração da máquina com a corrente reduzida, ou seja, o torque resistente da carga não deverá ser superior ao torque do motor quando o motor estiver em estrela.

Passado o tempo necessário para a carga atingir a sua rotação nominal (ou quase), comuta-se a alimentação do motor para a configuração triângulo, que garante a aplicação da tensão de linha plena nos enrolamentos do motor, restabelecendo ao motor a condição de fornecimento de conjugado nominal, caso seja necessário.

Portanto:

- 1 - Na análise das curvas de carga, e particularmente na das cargas indutivas (ou motoras), vimos que a corrente de partida plena pode alcançar valores eficazes de até $8 \times I_n$.
- 2 - Se esse valor é excessivo, pelas normas e pelas condições de rede (dados pela Concessionária), então, ligando o motor trifásico em estrela na partida, a corrente circulante se situará em torno de $1/3$ do valor pleno, e assim algo em torno de $2,66 \times I_n$ (corrente nominal do motor), que é perfeitamente aceitável, se sua circulação não se der por um tempo excessivamente longo.
- 3 - Se, uma vez passada a fase de partida, ou seja, o motor já tiver alcançado sua rotação nominal e assim a corrente também já for nominal, então podemos comutar os enrolamentos para a ligação de funcionamento normal, que então será ligada em triângulo, como uma corrente igual à corrente nominal.
- 4 - A comutação da ligação estrela para a ligação triângulo, é feita automaticamente, por meio de relé de tempo associado ao comando de contatores. Ocorre, porém, que na comutação da estrela para o triângulo - com conseqüente aumento instantâneo da corrente em três vezes - manifesta-se um impacto mecânico que por vezes não é admissível dentro do regime de funcionamento da máquina acionada. Também, esse mesmo impacto leva a acelerar a fadiga mecânica da máquina e do eixo de acionamento do motor, o que reduz sensivelmente a vida útil das partes mecânicas envolvidas.

A Figura 5.7 ilustra um esquema de ligação para uma partida estrela-triângulo. Note que o fechamento do motor em estrela é feito pelo contator K3.

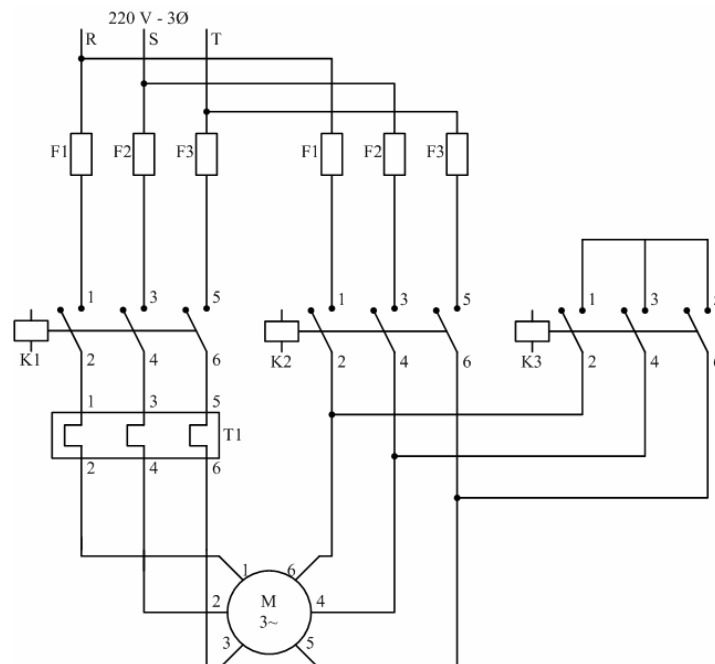


Figura 5.7 – Partida estrela-triângulo de um motor de indução trifásico.

A Figura 5.8 mostra o esquema de ligação para um comando da partida estrela-triângulo.

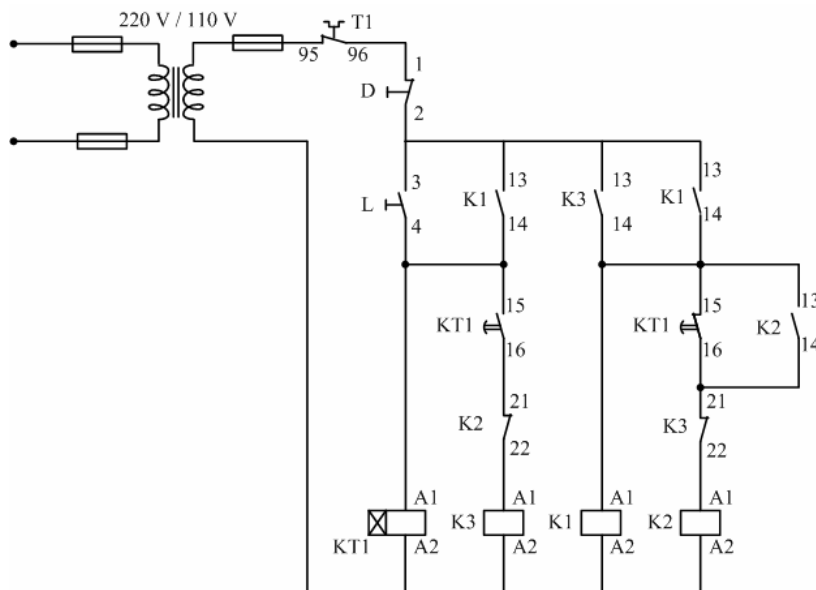


Figura 5.8 – Comando para a partida estrela-triângulo.

O funcionamento do comando mostrado na Figura 5.8 pode ser descrito como abaixo:

- 1 - O funcionamento do motor é iniciado pressionando-se o botão de “liga” (L).
- 2 - O motor irá funcionar desde que os fusíveis do transformador de alimentação de controle estejam em ordem e se o contato NF (normalmente fechado) do relé térmico (T1) não esteja aberto por algum motivo.
- 3 - Estando tudo em ordem, o relé temporizado ao desligar KT1, recebe um pulso quando é pressionado e solto o botão L, energizando sua bobina e desligando-a logo em seguida (quando solto o botão L). Repare que não há como a bobina do relé KT1 permanecer energizada sem o botão L estar pressionado.
- 4 - Simultaneamente, a bobina do relé K3 é energizada e é iniciada a contagem do tempo para KT1 abrir o contato NA (normalmente aberto) em série com a bobina do relé K3.
- 5 - Com o relé K3 energizado é fechado o contato NA que está em série com o relé K1, energizando sua bobina conseqüentemente.
- 6 - Na Figura 5.7 pode ser visto que com os relés K1 e K3 energizados o motor será alimentado na configuração estrela, iniciando o seu movimento.
- 7 - Note que o relé K2 não é energizado porque está em série com a sua bobina um contato NF de KT1 e um contato NF de K3 que abrem quando eles foram energizados.
- 8 - Passado o tempo ajustado para o desligamento total do relé KT1, o contato NA que está em série com a bobina de K3 abre desligando-o.
- 9 - Com isso o contato NF de K3 e o contato NF de KT1 em série com K2 fecham ligando-o.
- 10 - No mesmo instante o relé o contato NF de K2 que está em série com K3 abre garantindo que K3 não será mais ligado.
- 11 - K1 permanece sempre ligado, pois um contato NA seu está em série com o contato NA de K3, que abriu quando K3 foi desligado.
- 12 - Na Figura 5.7 pode ser visto que com os relés K1 e K2 energizados o motor será alimentado na configuração triângulo, garantindo que o torque total e a tensão nominal serão aplicados em seus enrolamentos.

5.5 - Partida eletrônica (soft-starter)

A chave de partida a estado sólido consiste de um conjunto de pares de tiristores (SCR) ou combinações de tiristores/diodos, para cada fase do motor.

O ângulo de disparo de cada par de tiristores é controlado eletronicamente para aplicar uma tensão variável no motor durante a aceleração. Este comportamento é, muitas vezes, chamado de partida suave (soft-starter). No final do período de partida, ajustável conforme a aplicação, a tensão atinge seu valor pleno após uma aceleração suave ou uma rampa ascendente, ao invés de ser submetido a transição brusca, como ocorre com o método de partida por ligação estrela-triângulo. Com isso consegue-se manter a corrente de partida (ver Figura 5.9) próxima da nominal e com suave variação, como desejado.

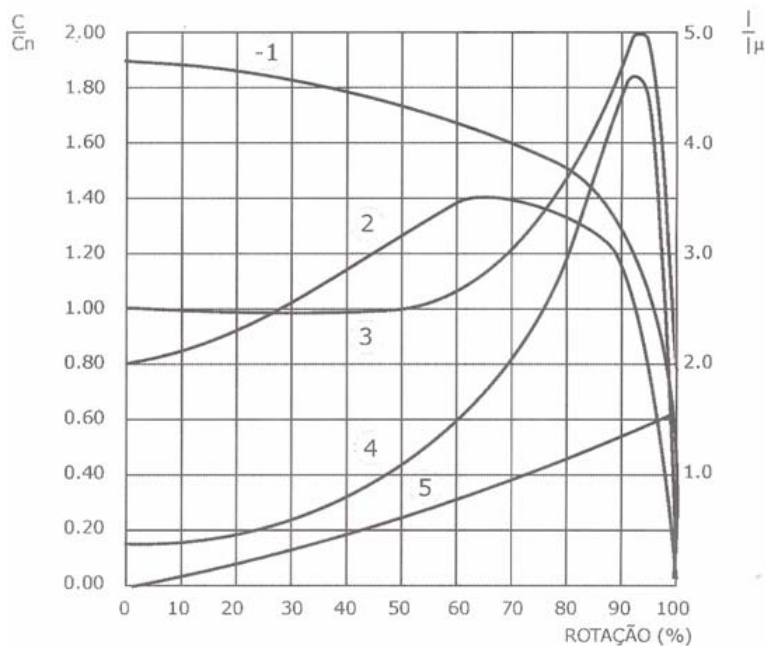


Figura 5.9 – Curva característica torque e corrente (partida com soft-starter).

Diferente do inversor de frequência, cuja aplicação se dá no controle “ponto a ponto” da velocidade, as partidas suaves têm como aplicação as partidas e paradas suaves da carga a ser movimentada, substituindo, com grandes vantagens, as tradicionais partidas estrela-triângulo (Figura 5.11(a)) ou as chaves auto-compensadoras, cujo principal objetivo é reduzir a intensidade de corrente no motor quando acionando cargas de elevada inércia, como exaustores ou ventiladores. É ainda possível se optar por utilizar o sistema by-pass onde, depois de atingida a velocidade nominal de trabalho, o motor é ligado diretamente à rede através de um contator, desabilitando a soft-starter (Figura 5.11(b)).

- 1 - corrente de partida direta.
- 2 - corrente de partida c/soft-starter.
- 3 - conjugado com partida direta.
- 4 - conjugado com soft-starter.
- 5 - conjugado da carga.

Além da vantagem do controle da corrente durante a partida, a chave eletrônica apresenta, também, a vantagem de não possuir partes móveis ou que gerem arco elétrico, como nas chaves eletromecânicas. Este é um dos pontos fortes das chaves eletrônicas, pois sua vida útil é mais longa, assim como dos componentes acessórios (contatores, fusíveis, cabos, etc.).

Ainda, como um recurso adicional, a soft-starter apresenta a possibilidade de efetuar a desaceleração suave para cargas de baixa inércia.



Figura 5.10 – Soft-starters da WEG.

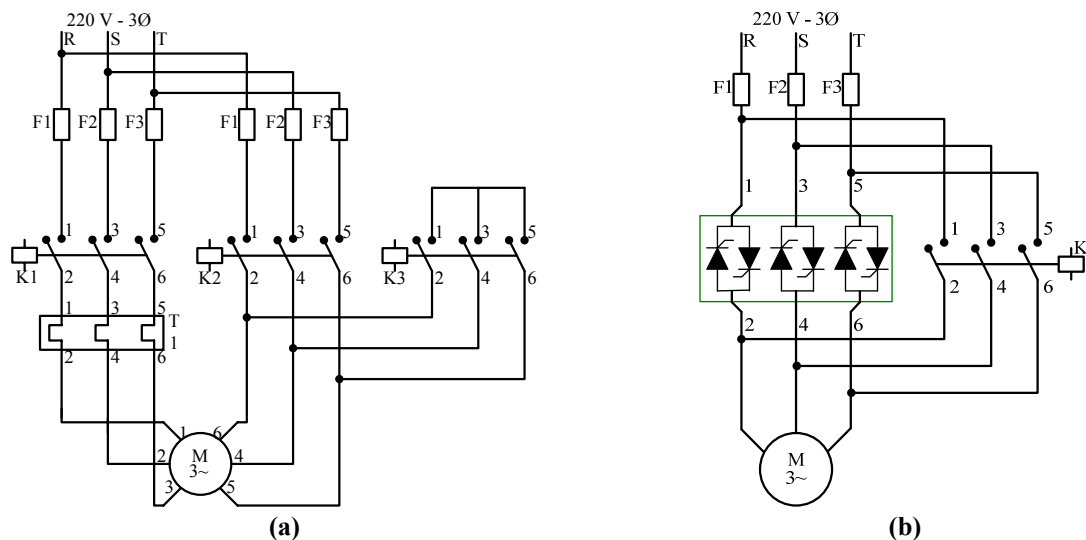


Figura 5.11 – (a) Partida estrela-triângulo e (b) Partida com Soft-starter.

Para a correta especificação, necessita-se conhecer o tipo de curva de carga que se pretende acelerar ou frear, ou seja, se a carga tem conjugado constante, como guindastes, ou conjugado linear como esteiras ou ainda conjugado quadrático como bombas e ventiladores além de outras possibilidades.

É um dispositivo de manobra (em base eletrônica), adequado para partida e parada suave e, também, para a frenagem, onde não se admitem “trancos” mecânicos.

A partida suave com as soft-starter é possível devido à redução da tensão de alimentação na partida dos motores de indução em corrente alternada. Elas empregam componentes de estado sólido para controlar a tensão aplicada no motor de indução e, conseqüentemente, o fluxo de corrente. O funcionamento de uma “soft-starter” é baseado na utilização de tiristores: SCR (“Silicon Controlled Rectifier”, Retificador Controlado a Silício) ou TRIACS (Triode AC - Triodo de Corrente Alternada). Ela controla a tensão da rede através do circuito de potência, onde são empregados seis Tiristores. Conforme a variação de seus ângulos de disparo varia-se o valor da tensão eficaz aplicada ao motor (Figura 5.12).

5.5.1 - Controle por tensão

O controle por tensão é conseguido através do uso de componentes de estado sólido e chaves ligadas em série com cada uma das fases. São possíveis as seguintes configurações:

- 1 TRIAC por fase;
- 1 SCR e 1 diodo reverso paralelo conectado por fase;
- 2 SCRs reverso paralelos conectados por fase.

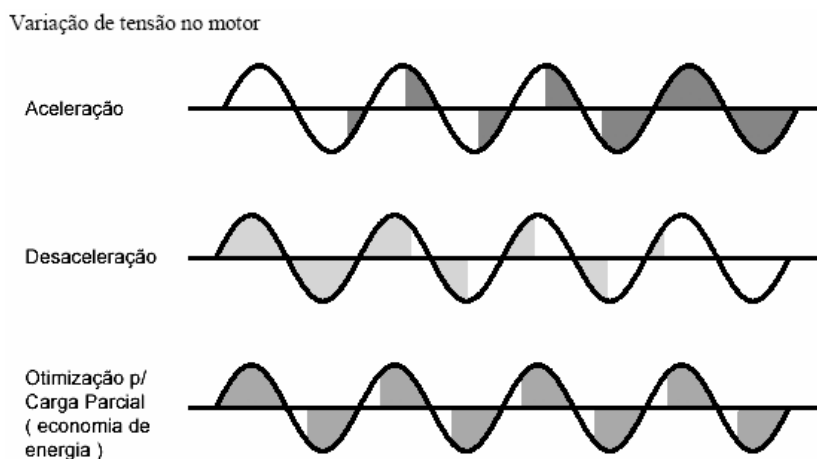


Figura 5.12 – Variação da tensão de alimentação do motor em um soft-starter.

5.5.2 - Componentes de estado sólido

A utilização de componentes de estado sólido permite controlar a tensão de alimentação do motor pela variação do ângulo de condução destes componentes. Pela variação do ângulo de condução, a tensão de saída pode ser incrementada ou reduzida, e esta pode ser alcançada automaticamente por controle eletrônico.

O controle eletrônico pode ser programado para prover uma tensão em particular de saída baseada numa seqüência temporizada (malha aberta), ou pode controlar dinamicamente a tensão de saída para alcançar características de saída baseadas em medidas feitas a partir de informações como as de corrente e velocidade (malha fechada).

5.5.3 - Elementos para o chaveamento

Para manter um nível alto de confiabilidade em uma aplicação industrial, os elementos de chaveamento precisam ser especificados para suportar ao menos três vezes a tensão da linha de alimentação. Isto significa que numa alimentação de 400 volts, serão necessários componentes de 1200volts. Isto é importante para que os elementos de chaveamento tenham boa capacidade de suportar sobrecargas de correntes de transientes.

A escolha comum são as configurações SCR-diodo ou SCR-SCR. Há muitos Triacs que podem ser aplicados nesta operação, porém não são fáceis de encontrar no mercado.

A principal diferença entre as configurações SCR-SCR e SCR-Diodo, além do preço, são a geração de harmônicas na tensão de saída. A configuração que utiliza SCR-SCR provê saídas simétricas, o que é desejável do ponto de vista das perturbações e harmônicas na alimentação.

5.5.4 - A tensão na partida

Soft-starters permitem aplicar uma tensão inicial no motor de acordo com a necessidade da aplicação. É um parâmetro de configuração que deve ser escolhido observando-se as condições de carga e as curvas de tempo. Devido à proteções implementadas no controle eletrônico podem ocorrer alguns desarmes caso sejam escolhidos incorretamente os valores para a tensão inicial e rampa de aumento da tensão.

5.5.5 - Controle em malha aberta

As partidas suaves em malha aberta produzem uma tensão inicial com um perfil independente da corrente ou velocidade do motor. A tensão de alimentação parte de um valor inicial previamente especificado na programação e segue uma rampa de trabalho, não considerando se a corrente ou velocidades do motor estão tendo algum desvio com relação a um padrão de comportamento desejado. A placa de controle atua na placa de potência que libera uma tensão inicial ao motor e de acordo com a rampa de tempo crescente esta tensão crescerá até uma tensão final, também parametrizada pelo usuário. Note, mais uma vez que não há preocupação com o controle de corrente e velocidades. A tensão inicial deve ser suficiente para iniciar o movimento da carga, pois com a redução da tensão o torque que o motor é capaz de fornecer cai proporcionalmente com o quadrado da tensão. É possível escolher a o tempo da rampa e o tipo de rampa (linear ou em “S”).

Em sistemas em malha aberta, a soft-starter não possui uma rampa ajustável para o controle da corrente, onde a corrente em uma das fases seria monitorada e comparada com um valor pré-definido. O que existe é um sistema de proteção que detecta se a corrente excedeu o valor parametrizado como valor máximo para a corrente e provoca o congelamento da rampa de aumento da tensão até que a corrente caia para um valor aceitável.

Os ajustes da rampa de tempo para aplicar a tensão de partida geralmente são feitos em segundos. A tensão na partida é, tipicamente, ajustada entre 10 % e 70 % da tensão total, sempre observando a necessidade de torque mínimo para movimentar a carga.

O torque na partida é uma função que concilia a tensão inicial, o tipo de motor

empregado e o tipo de aplicação.

5.5.6 - Controle em malha fechada

O controle da malha fechada monitora as características da saída, ou seja, verifica se o efeito resultante da ação da partida está acontecendo dentro de um padrão desejado. O mais comum é controlar além da tensão de alimentação, a corrente solicitada pelo motor durante a partida suave. Esta corrente é monitorada e controlada para obter ou um determinado valor constante ou seguir uma rampa de corrente pré-definida.

O controle de corrente em de malha fechada monitora a corrente nas três fases e dinamicamente muda a tensão de saída a fim de corrigir eventuais desvios em relação às características desejadas para a corrente durante a partida. Isto é feito controlando-se o ângulo de disparo dos SCRs.

A corrente de partida iniciará a saída em zero ampères e aumentará rapidamente. A tensão de saída aumentará até a tensão requerida. Tudo isto sendo monitorado e controlado continuamente pela eletrônica do Soft-Starter.

As correntes iniciais com valores constantes são ideais para partidas com inércias elevadas, ou cargas onde o torque na partida não se altere. A corrente inicial, a corrente limite, e a rampa de tempo são todas parametrizadas pelo usuário, podendo ser alteradas ou redesenhadas de acordo com a aplicação.

5.5.7 - Alguns pontos que podem ser parametrizados

Abaixo estão listadas algumas características importantes das soft-starter, tais como funções parametrizáveis e recursos de proteção para o motor e para o próprio Soft-Starter.

- Rampa de aumento e redução da tensão de alimentação.
- Rampa de aumento e redução da corrente durante a partida.
- Limitação de corrente na partida.
- Sobrecorrentes na saída do componente.
- Inversão de fases no motor.
- Falta de fase da rede de alimentação.
- Falta de fase no motor.
- Defeito nos tiristores.
- Sobretemperatura nos tiristores.
- Erro da placa de controle.
- Erro de comunicação serial.
- By-pass.
- Etc.

5.5.8 - Principais aplicações

Geralmente na aplicação em serviço padrão a partida está configurada para uma corrente nominal entre 3 e 4 a corrente nominal, pelo tempo especificado pelo fabricante com um ciclo de funcionamento de aproximadamente 10 partidas por hora.

Já para aplicações em serviço severo, podemos considerar as mesmas correntes nominais, porém, no mínimo, duplicando o tempo de partida que seria adotado em uma partida padrão (sempre é importante considerar os dados fornecidos pelo fabricante). É importante salientar ainda que o número de manobras cai pela metade, no caso, para 5 partidas por hora.

O motor de indução trifásico é o mais aplicado com as Soft-Starters.

Consideram-se como aplicações severas: moinhos, trituradores, serras, cortadores e prensas. E como aplicações em serviços padrão: agitadores em geral, ventiladores, bombas, compressores em geral, transportadores e misturadores.

5.6 - Vantagens e desvantagens dos métodos de partida

❖ Partida direta

Vantagens:

- Menor custo de todas.
- Muito simples de implementar.
- Alto torque de partida.

Desvantagens:

- Alta corrente de partida, provocando queda de tensão na rede de alimentação. Em função disto pode provocar interferência em equipamentos ligados na mesma instalação.
- É necessário sobredimensionar cabos e contadores.
- Limitação do número de manobras/hora.

❖ Partida estrela-triângulo

Vantagens

- Custo reduzido.
- A corrente de partida é reduzida a 1/3 quando comparada com a partida direta.
- Não existe limitação do número de manobras/hora.

Desvantagens

- Redução do torque de partida a aproximadamente 1/3 do nominal.
- São necessários motores com seis bornes.
- Caso o motor não atinja pelo menos 90% da velocidade nominal, o pico de corrente na comutação de estrela para triângulo é equivalente ao da partida direta.
- Em casos de grande distância entre motor e chave de partida, o custo é elevado devido a necessidade de seis cabos.

❖ Partida eletrônica (soft-starter)

Vantagens

- Corrente de partida próxima à corrente nominal.
- Não existe limitação do número de manobras/hora.
- Longa vida útil, pois não possui partes eletromecânicas móveis.
- Torque de partida próximo do torque nominal.
- Pode ser empregada também para desacelerar o motor.

Desvantagens

- Maior custo na medida em que a potência do motor é reduzida.

5.7 - Frenagem

Os motores de indução possibilitam várias formas de frenagem, isto é, onde se tem $s < 0$ e o motor opera com características de gerador. A seguir apresentaremos dois métodos de frenagem elétrica.

5.7.1 - Frenagem por contracorrente

Obtém-se a frenagem por contracorrente através da inversão de duas fases da tensão de alimentação do enrolamento estatórico (ver Figura 5.14), para reverter a direção de rotação do campo girante do motor com o mesmo girando ainda na direção inicial. Dessa forma, a rotação do rotor fica agora contrária a um torque que atua em direção oposta (ver Figura 5.13) e começa a desacelerar (frenar). Quando a velocidade cai a zero o motor deve ser desenergizado, caso contrário, passará a funcionar em sentido oposto.

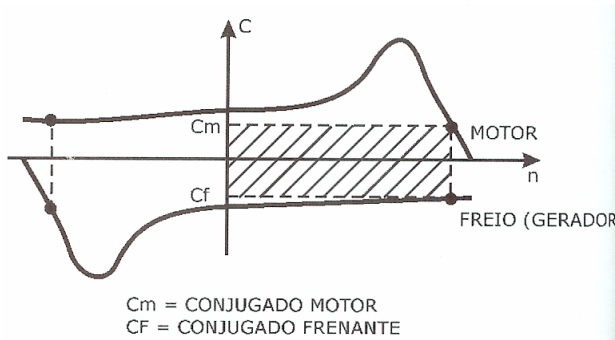


Figura 5.13 – Curva de torque x rotação na frenagem por contra corrente.

Para este tipo de frenagem, as correntes induzidas nos enrolamentos rotóricos são de freqüências altas (duas vezes a freqüência estatórica) e de elevada intensidade, pois o torque desenvolvido pelo motor é elevado, onde há a absorção de potência elétrica da rede com corrente maior que a nominal, acarretando em um sobreaquecimento do motor.

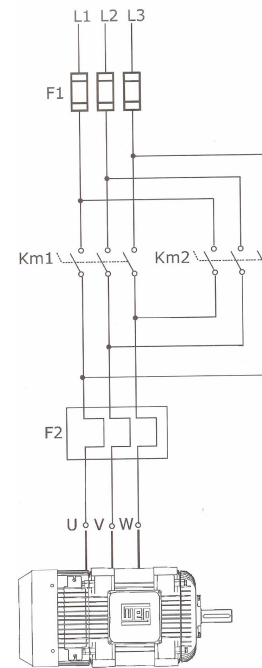


Figura 5.14 – Frenagem por contracorrente.

5.7.2 - Frenagem por injeção de corrente contínua (CC)

É obtida através da desconexão do estator da rede de alimentação e da posterior conexão a uma fonte de corrente contínua (ver Figura 5.16). A corrente contínua enviada ao enrolamento estatórico estabelece um fluxo magnético estacionário cuja curva de distribuição tem uma fundamental de forma senoidal. A rotação do rotor em seu campo produz um fluxo de corrente alternada no mesmo, o qual também estabelece um campo magnético estacionário com respeito ao estator. Devido à interação do campo magnético resultante e da corrente rotórica, o motor desenvolve um torque de frenagem (ver Figura 5.15) cuja magnitude depende da intensidade do campo, da resistência do circuito rotórico e da velocidade do rotor.

Como veremos posteriormente, quando utilizado um inversor de freqüência, a tensão contínua a ser aplicada no estator do motor é obtida através do disparo dos transistores do inversor, não necessitando de nenhum dispositivo adicional, pois a tensão CC é proveniente do próprio circuito intermediário do inversor.

Na prática, a frenagem CC tem sua aplicação limitada devido ao fato de que toda a energia de frenagem é dissipada no próprio motor, podendo causar sobreaquecimento excessivo no mesmo. Assim, para não comprometer a vida útil do motor, utiliza-se a frenagem CC com tensões contínuas limitadas a aproximadamente 20% da tensão nominal CA do motor.

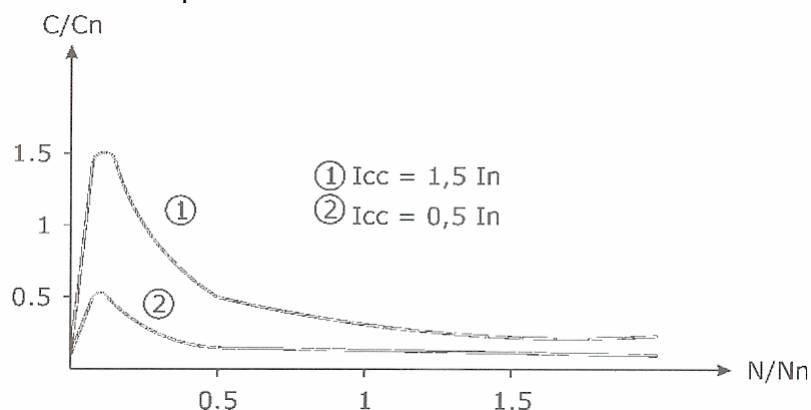


Figura 5.15 – Curva torque x rotação durante a frenagem CC.

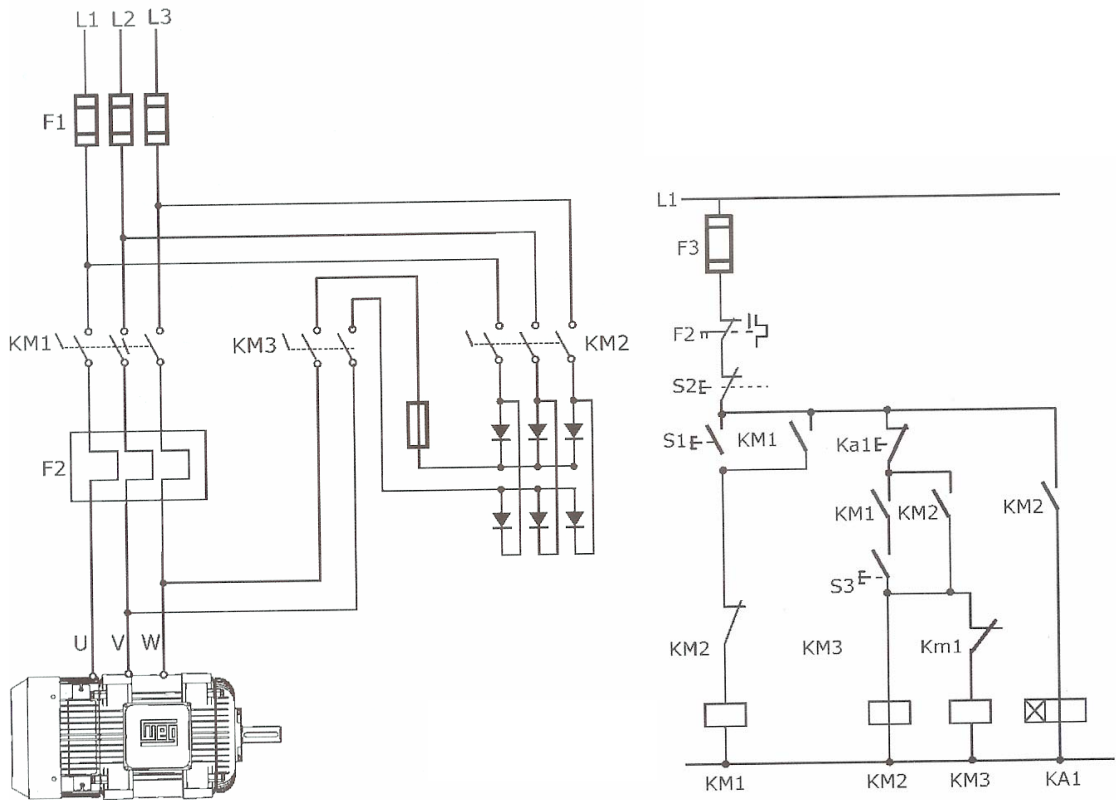


Figura 5.16 – Frenagem por injeção de corrente contínua.

6 - O inversor de frequência

No capítulo anterior foram vistas diferentes alternativas de comandar um motor de indução a partir da rede de alimentação; em todos estes casos a frequência de alimentação foi a da rede, isto é, 60 Hz. É assim que a velocidade do motor será a velocidade nominal, podendo ser calculada pela equação 6.1.

$$n = \frac{120 \times f \times (1 - s)}{p}, \quad 6.1$$

onde:

n = velocidade em rotações por minuto (rpm).

f = frequência da rede em Hertz (Hz).

s = escorregamento.

p = número de pólos.

Se considerarmos como exemplo, um motor de 4 pólos, a frequência da rede sendo 60 Hz e com escorregamento nominal $s = 0,0278$, utilizando a equação 6.1 teremos:

$$n = \frac{120 \times f \times (1 - s)}{p} = \frac{120 \times 60 \times (1 - 0,0278)}{4} \Rightarrow n = 1750 \text{ rpm.}$$

A partir da simples observação da equação anterior podemos deduzir que se pudéssemos dispor de um dispositivo que permita variar a frequência da tensão de alimentação poderíamos variar diretamente no motor a sua velocidade de rotação.

Vamos ver agora o que acontece se alimentarmos o motor a partir de um dispositivo que permita variar a frequência da tensão de alimentação. A seguir mostraremos dois casos, um abaixo da frequência nominal e outro acima.

$$n = \frac{120 \times f \times (1 - s)}{p} = \frac{120 \times 30 \times (1 - 0,0278)}{4} \Rightarrow n = 875 \text{ rpm.}$$

$$n = \frac{120 \times f \times (1 - s)}{p} = \frac{120 \times 90 \times (1 - 0,0278)}{4} \Rightarrow n = 2625 \text{ rpm.}$$

Vamos ver agora como podemos através de um dispositivo eletrônico, e a partir da tensão e frequência constante da rede, obter um sistema trifásico com frequência variável.

O diagrama de blocos da Figura 6.1 mostra as partes componentes deste dispositivo.

O retificador da Figura 6.1 gera uma tensão contínua que é posteriormente filtrada e introduzida no bloco seguinte, chamado de Inversor.

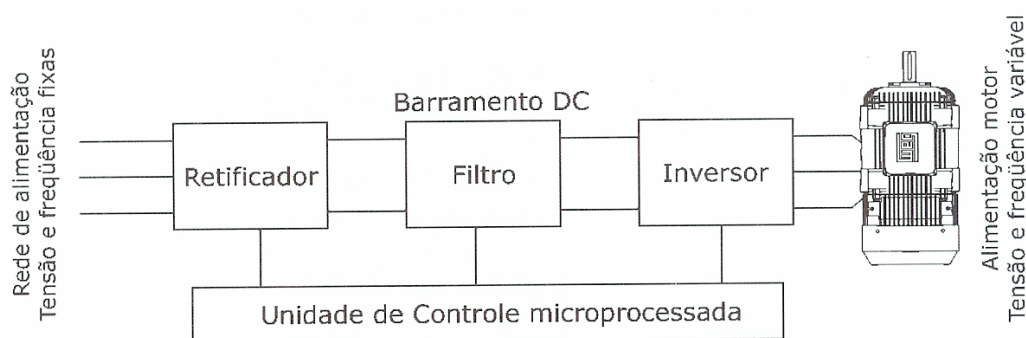


Figura 6.1 – Ponte retificadora não controlada.

No chamado inversor de frequência, um inversor de fonte de tensão é alimentado por uma fonte de tensão CC. Idealmente, este inversor é uma fonte com impedância interna nula e pode fornecer uma corrente ilimitável com tensão terminal constante ou variável. O inversor pode ser usado para alimentar motores de indução trifásicos, com rotor em gaiola com tensão terminal e frequências controláveis. O número de combinações possíveis para compor um conversor e a capacidade de alimentar um motor ou grupo de motores similares ligados em paralelo, mostra a versatilidade destes dispositivos.

Normalmente a fonte de potência é um sistema trifásico e a configuração básica de um conversor consiste de um retificador e um inversor, ligados através de um “link” CC. Esta configuração pode ser referenciada como um “conversor CA/CA com link CC”, mas esta terminologia não será empregada, por causar confusão quando da discussão de outras combinações alternativas.

O inversor é composto de seis chaves implementadas numa configuração como mostrada na Figura 6.2.

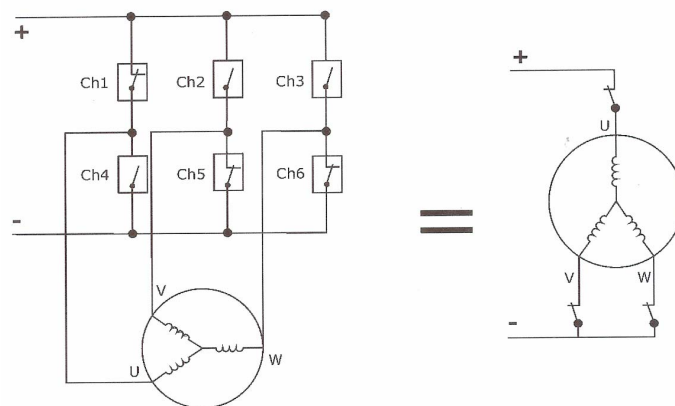


Figura 6.2 – Conversor CA/CC operando com ponte retificadora semicontrolada.

A Figura 6.4 mostra o padrão de chaveamento da tensão e a corrente resultante numa fase do motor, quando utilizada a técnica PWM para comando dos transistores de potência.

Dependendo da combinação de chaves abertas ou fechadas podem se obter na saída do inversor, formas de onda diferentes. Estas chaves são implementadas nos inversores de frequência com dispositivos semicondutores chamados de transistores de potência.

Existem várias tecnologias de fabricação para este tipo de transistores. Os transistores mais frequentemente utilizados são os chamados:

IGBT - Transistor Bipolar com Porta Isolada (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)

A Figura 6.3 ao lado mostra um exemplo simples de como pode ser gerada uma primeira aproximação de uma onda senoidal. A linha cheia representa a onda gerada pela combinação de seis estados das chaves 1...6.

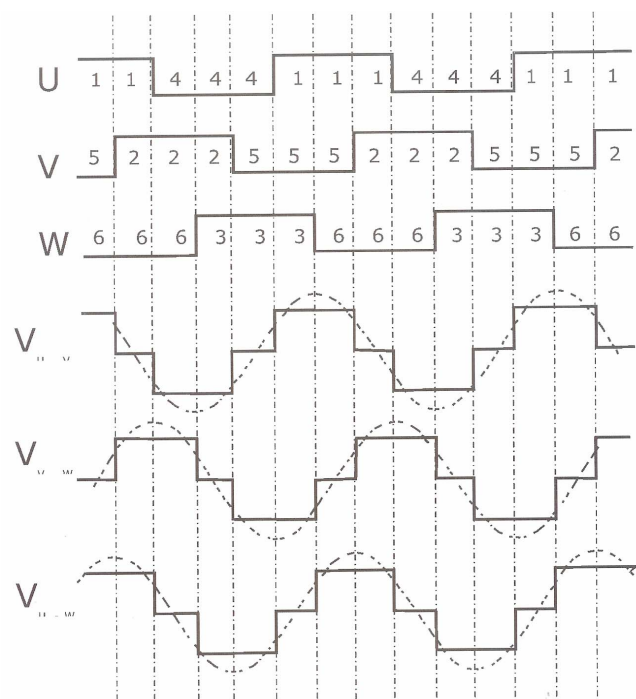


Figura 6.3 – Geração de aproximada de uma onda senoidal.

A onda senoidal representada com linha tracejada serve como referência para o leitor identificar a aproximação mencionada.

OBSERVAÇÃO: Os números correspondem às chaves fechadas.

Durante o primeiro estado as chaves 1, 5 e 6 estão fechadas e as chaves 2,3 e 4 abertas. Assim no motor a tensão entre as fases U e V é positiva, entre as fases V e W é zero e entre as fases U e W é positiva, como representado na forma de onda. Nos cinco estados seguintes muda a combinação de chaves abertas e fechadas permanecendo o mesmo tipo de análise do primeiro estado. Pode se deduzir também a partir da Figura 6.3 que variando o tempo que cada combinação de chaves permanece num determinado estado, podemos variar a frequência da onda de saída.

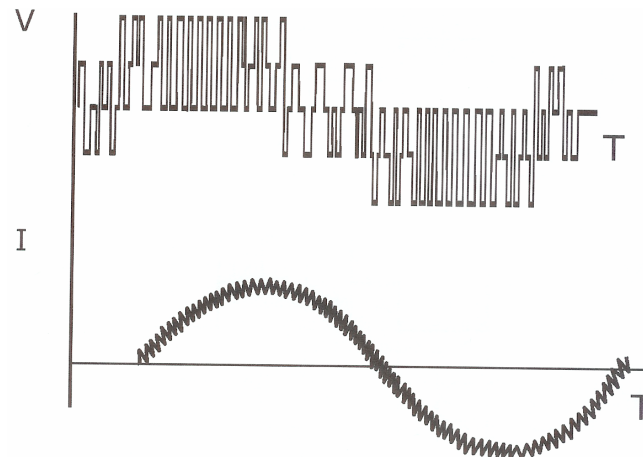


Figura 6.4 – Padrão de chaveamento da tensão e da corrente quando utilizada a técnica PWM.

Os inversores de frequência modernos utilizam para a combinação de abertura e fechamento das chaves uma estratégia chamada de "PWM" (Pulse Width Modulation) ou "Modulação por largura de Pulsos". Esta estratégia permite a geração de ondas senoidais de frequência variável com resolução de até 0,01 Hz. O item 6.3 irá discutir mais o PWM.

6.1 - Combinações para os conversores

Como já explicado, a velocidade de um motor de indução por ser controlada pela variação da frequência e da amplitude da tensão de sua fonte de alimentação, portanto, a configuração de qualquer conversor, deve atender este requisito.

O circuito mais simples de um inversor de fonte de tensão tem uma relação fixa entre as tensões CC de entrada e CA de saída. Para este tipo de inversor, é necessário o controle da tensão CC de entrada e este pode ser obtido, através das configurações mostradas na Figura 6.5a, na qual um retificador controlado varia a tensão CC na entrada do inversor, ao mesmo tempo em que a frequência da tensão de saída é variada.

Os dispositivos do retificador têm comutação natural, enquanto que os do inversor têm comutação forçada. O link CC pode ter um indutor em série, mas o componente mais importante é o capacitor que alisa a forma de onda da tensão CC na entrada do inversor com um valor efetivamente constante V_{LK} . O sistema não permite regeneração, porque seria necessária uma corrente i_o reversa.

Se existir necessidade de regeneração, esta pode ser obtida substituindo-se o retificador controlado por um conversor dual.

Um sistema no qual a tensão CC no link é constante é mostrado na Figura 6.5b. O controle da tensão CA na saída do inversor é feito através da técnica de *Modulação da Largura de Pulsos (PWM - Pulse Width Modulation)*.

A terceira possibilidade é ilustrada na Figura 6.5c, na qual a variação da tensão terminal é obtida através de um chopper. Esta combinação é usada quando é necessária uma frequência mais elevada na saída do inversor, e a utilização de um inversor PWM no conversor não seja

possível. Este arranjo pode ser utilizado como sistema de distribuição CC para transporte, devido o chopper excluir uma grande faixa de harmônicas que por outro lado, poderiam ser produzidas com um inversor. Estas harmônicas podem interferir em sistemas de sinalização e comunicação, mas de tal forma que as frequências harmônicas conhecidas, produzidas pelo chopper poderiam ser suprimidas. Um chopper Classe C poderia permitir frenagem regenerativa também.

As perdas nos conversores foram consideradas até aqui, muito baixas e sempre para os choppers com comutação forçada, podem ser desprezadas. Nos sistemas da Figura 6.5, os inversores também têm comutação forçada e no caso do PWM, existem muitas comutações por ciclo. Nos cálculos para obtenção do desempenho é necessário levar em consideração que as perdas são maiores que em outros conversores já discutidos. De fato, seus efeitos limitam a potência destes conversores para o uso de motores de indução com potência não superior a 500 hp.

Antes de analisar os sistemas da Figura 6.5 em detalhe, serão feitas algumas discussões sobre a operação dos inversores de fonte de tensão.

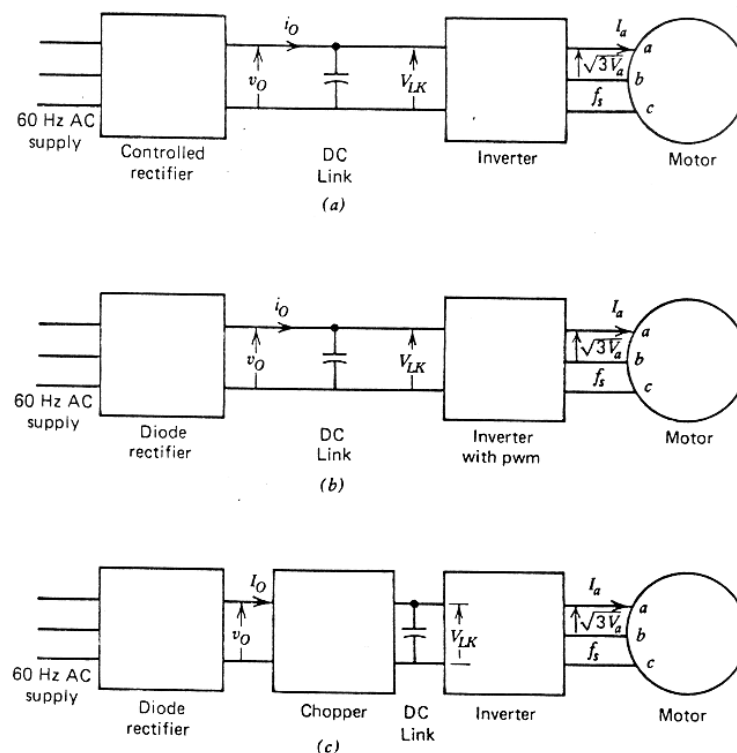


Figura 6.5 – Inversores de fonte de tensão CC.

6.2 - Inversor de fonte de tensão trifásico

A Figura 6.6a, mostra o circuito de potência de um inversor trifásico alimentado por uma tensão CC através de um link de fonte de tensão. O símbolo do tiristor com um círculo, indica que este tiristor pode ser desligado através de comutação forçada. Os tiristores no circuito são numerados na seqüência em que os sinais de disparo são aplicados, e são mostrados na Figura 6.6b. Na ilustração do arranjo, as durações dos sinais de disparos são tais que 3 tiristores estão conduzindo ao mesmo tempo. Cada tiristor é desligado, por comutação forçada, depois de um intervalo de meio ciclo da tensão de saída (de fato, um pouco menor, para permitir o desligamento, pois V_{LK} não pode ser curto-circuitada através de 2 tiristores ligados em série). Quando qualquer tiristor está conduzindo, este e seu diodo conectado em antiparalelo constituem um curto-circuito. Quando, por exemplo, Q1 é disparado, a tensão no terminal a é igual à tensão do terminal positivo CC.

Se, ao mesmo tempo, o tiristor Q6 é disparado, a tensão no terminal b é igual à tensão do terminal negativo CC e $v_{ab} = V_{LK}$. Desta forma com os sinais de disparos mostrados na Figura

6.6b, obtém-se a forma de onda da tensão terminal de saída, também mostrada nesta figura.

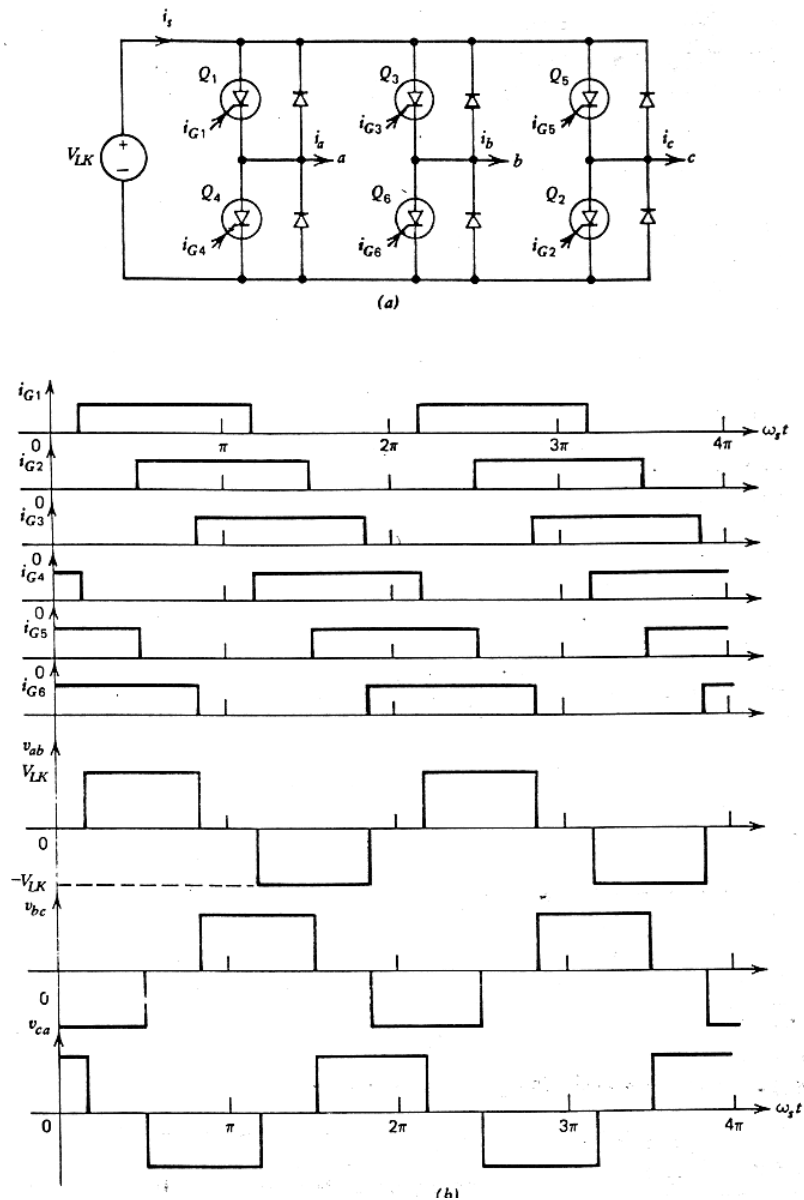


Figura 6.6 – Inversor trifásico em ponte.

É possível operar o circuito do inversor da Figura 6.6a, com sinais de disparos de duração igual a $2\pi/3$ rad, tal que somente 2 tiristores são disparados ao mesmo tempo. Isto tem uma vantagem prática de proporcionar um tempo maior para a comutação e a duração dos sinais de disparos, tem pouco efeito sobre o comportamento do motor alimentado pelo inversor as formas de onda das tensões de linha, podem ser facilmente analisadas. Por esta razão somente o caso em que os 3 tiristores estiverem conduzindo ao mesmo tempo serão analisadas aqui.

Das discussões anteriores é claro que a amplitude da tensão terminal de linha CA, será igual a V_{LK} ; portanto a amplitude desta tensão pode ser variada com a variação de V_{LK} . Este é o método de controle dos sistemas da Figura 6.5a, b e c.

6.3 - Modulação por largura de pulso (PWM)

No sistema da Figura 6.5b, V_{LK} é constante e a amplitude da tensão de linha aplicada ao motor é variada no inversor PWM. Um método pelo qual isto pode ser feito é ilustrado na Figura 6.7. Cada meio ciclo da tensão terminal de linha consiste agora de 2 pulsos separados, existindo intervalos durante o ciclo em que todas as 3 tensões de linha são nulas.

Esta condição é obtida através do disparo dos tiristores Q1, Q3 e Q5, ou de Q2, Q4 e Q6, simultaneamente, fazendo com que os terminais a, b e c, na Figura 6.6a, estejam conectados a um ponto comum. Para utilizar todos os tiristores uniformemente, estas duas configurações de 3 tiristores são usadas alternadamente através do ciclo. Os sinais de disparos para esta condição são mostrados na Figura 6.7. Note que agora, cada tiristor precisa ser comutado 3 vezes por ciclo ao invés de uma.

Na prática, são usados muito mais que 2 pulsos por meio ciclo e os pulsos não são arranjados simetricamente em cada meio ciclo; isto quer dizer que, a frequência de pulsos não é um múltiplo inteiro da frequência da tensão de saída ω_s , pois isto poderia gerar harmônicas indesejáveis de frequências relativamente baixas. Existe, entretanto, um limite prático para o número de pulsos por meio ciclo por duas razões: Na primeira a comutação de um tiristor acontece em um tempo definido, o qual limita a frequência do pulso e, na segunda, cada comutação forçada de um tiristor é acompanhada de uma perda de energia, pois uma alta taxa de pulsos diminui o rendimento do inversor.

Pelo lado do motor, a taxa de pulsos pode ser alta o bastante para evitar qualquer efeito em seu desempenho. As formas de ondas da tensão de saída podem ser consideradas como aquelas mostradas na Figura 6.6, tendo uma amplitude igual ao valor médio dos pulsos no intervalo de 1/3 do ciclo.

As componentes da tensão terminal de saída mostradas na Figura 6.6, que produzem o conjugado desejado no motor, são as fundamentais. Componentes harmônicas de conjugado também são produzidas por esta forma de onda e resultam em correntes harmônicas no motor, mas como o motor tem uma alta indutância, as componentes de fluxo devido a estas harmônicas são pequenas e não causam efeito no desempenho do motor, podendo, portanto ser desprezadas.

Uma desvantagem, entretanto, da simples forma de onda da Figura 6.6 e a equivalente produzida pelo PWM, do tipo descrito anteriormente, aparece em baixas velocidades e, portanto, em baixos valores de ω_s . As formas de onda senoidais das tensões aplicadas ao estator de um motor de indução por um sistema trifásico normal, produzem correntes senoidais nos enrolamentos da máquina e uma onda de fluxo espacial senoidal que gira a uma velocidade constante no entreferro. As formas de onda das tensões ilustradas na Figura 6.6, tendem a

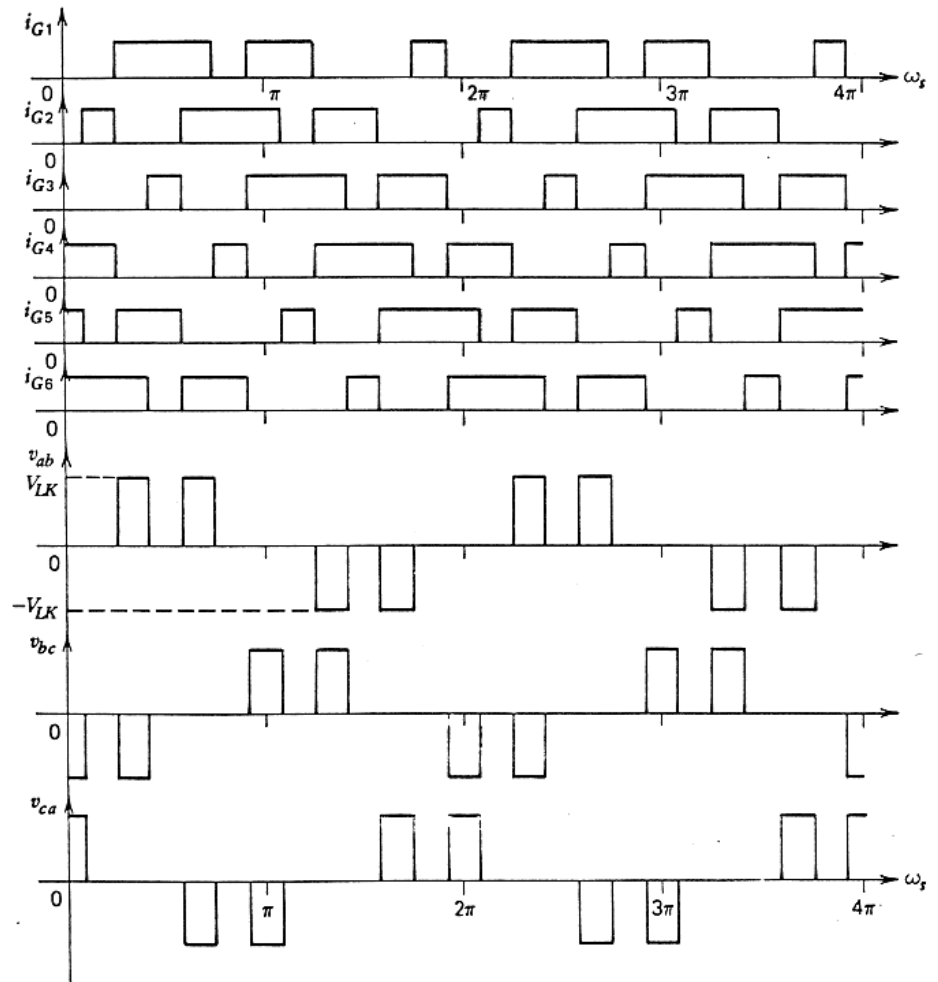


Figura 6.7 – Modulação por largura de pulso em um inversor trifásico.

produzir uma onda de fluxo que se move ao redor do entreferro em pulsos. Este fenômeno pode causar problemas ao motor na partida e pode produzir oscilações torsionais no eixo quando este está em movimento. Estas desvantagens podem ser eliminadas, se necessário, através de uma forma mais elaborada de PWM.

6.3.1 - Modulação por largura de pulso senoidal

Se a variação da largura de pulsos é feita com uma função senoidal de $(\omega_s.t)$, obtém-se uma grande redução no conteúdo harmônico da tensão de linha. A forma de onda retangular é substituída por uma senóide efetiva, e a tendência de pulsação do campo girante do motor é eliminada.

As formas de onda das tensões resultantes deste tipo de PWM, nos terminais a e b, relativas a um ponto neutro, são ilustradas na Figura 6.8b. O método para determinação das posições e larguras dos pulsos, é mostrado na Figura 6.8a, na qual cada intersecção de uma das referências senoidais com a onda triangular, resulta no disparo ou comutação de um tiristor (acompanhada pela comutação ou disparo do tiristor em série nos ramos do circuito da Figura 6.6a). De fato, o diagrama da Figura 6.8a, ilustra as bases de uma técnica eletrônica que pode ser usada para controlar os sinais de disparos no inversor.

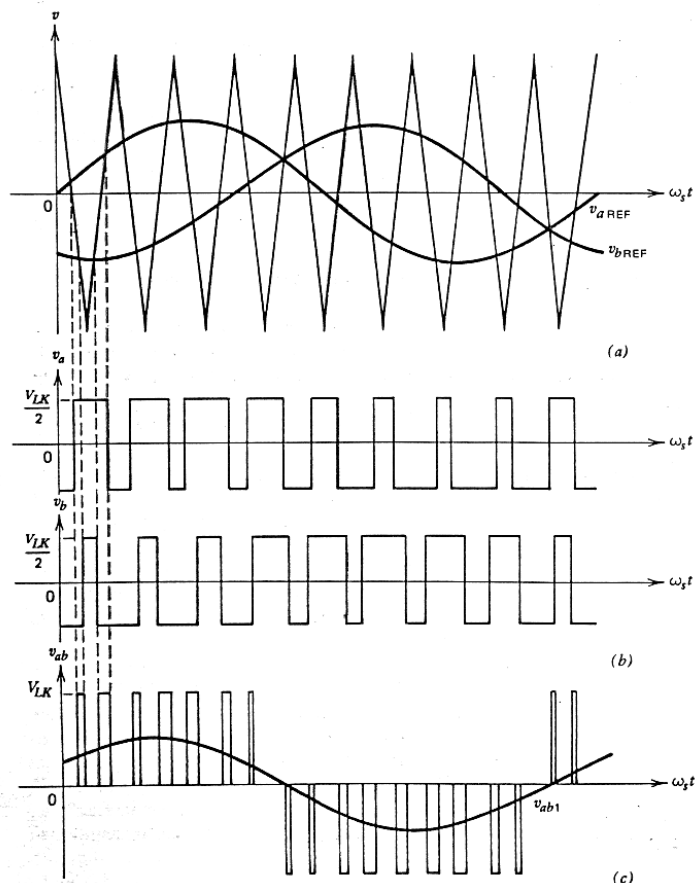


Figura 6.8 – Modulação por largura de pulso senoidal.

A forma de onda de v_{ab} que resulta de v_a e v_b , é mostrada na Figura 6.8c, com sua componente fundamental. A inclusão da tensão de referência v_{cREF} na Figura 6.8a e a adição da forma de onda correspondente v_c na Figura 6.8, permitiria a obtenção das formas de onda de v_{bc} e v_{ca} que com v_{ab} formam a excitação trifásica do motor. Um motor acionado por este sistema, pode ser considerado como alimentado simplesmente pelas componentes fundamentais das 3 tensões de linha.

6.4 - Métodos de controle dos inversores de frequência

É possível utilizar duas tecnologias para se obter o controle da velocidade de motores de indução, que serão apresentadas a seguir.

6.4.1 - Controle escalar

O funcionamento dos inversores de frequência com controle escalar está baseado numa estratégia de comando chamada "V/f constante", que mantém o torque do motor constante, igual ao nominal, para qualquer velocidade de funcionamento do motor.

O estator do motor de indução possui um bobinado trifásico. Este bobinado tem dois parâmetros que definem suas características. Um deles é a sua resistência ôhmica R [ohm] e o outro é a sua indutância L [Henry]. A resistência depende do tipo de material (cobre) e do comprimento do fio com qual é realizado o bobinado. Já a indutância depende fundamentalmente

da geometria (forma) do bobinado e da interação com o rotor.

Fazendo uma análise muito simplificada podemos dizer que a corrente que circulará pelo estator do motor será proporcional ao valor da resistência "R" e ao valor da reatância indutiva "X_L" que é dependente da indutância L e da frequência f. Assim:

$$X_L = 2 \times \pi \times f \times L \quad 6.2$$

e

$$I = \frac{V}{\sqrt{(R^2 + X_L^2)}} \quad 6.3$$

Para valores de frequência acima de 30 Hz o valor da resistência é muito pequeno quando comparado com o valor da reatância indutiva; desta maneira podemos, nesta aproximação, e para um método de controle simples como o escalar, desprezá-lo. Assim teremos que o valor da corrente será proporcional à tensão de alimentação V, à indutância L e à frequência f. O valor de indutância L é uma constante do motor, mas a tensão e a frequência são dois parâmetros que podem ser "controlados" pelo inversor de frequência. Assim, se para variar a velocidade do motor de indução temos que variar a frequência da tensão de alimentação, a estratégia de controle "V/f constante" varia a tensão proporcionalmente com a variação da frequência de alimentação (e da reatância indutiva) do motor para obter no estator uma corrente constante da ordem da corrente nominal do motor, como mostra a equação 6.4 e a Figura 6.9.

$$I \equiv \frac{V}{f} = \text{Cte.} \quad 6.4$$

Como se pode observa na Figura 6.9. acima de 60 Hz a tensão não pode continuar subindo, pois já foi atingida a tensão máxima (tensão da rede). É assim que a partir deste ponto a corrente, e conseqüentemente o torque do motor, diminuirão. Esta região (acima de 60 Hz no exemplo) é conhecida como região de enfraquecimento de campo.

A Figura 6.10 a seguir mostra o gráfico do torque em função da frequência onde fica em evidência este comportamento.

Para frequências abaixo de 30 Hz o termo correspondente a resistência R do estator, que foi desprezado anteriormente, começa a ter influência no cálculo da corrente. É assim que, de para baixas frequências, mantendo-se a proporcionalidade entre a frequência e a tensão, a corrente e conseqüentemente o torque do motor diminuem bastante. Para que isto seja evitado, a tensão do estator em baixas frequências deve ser aumentada, através de um método chamado de compensação I x R, conforme Figura 6.11.

Podemos deduzir assim que o controle escalar em inversores de frequência

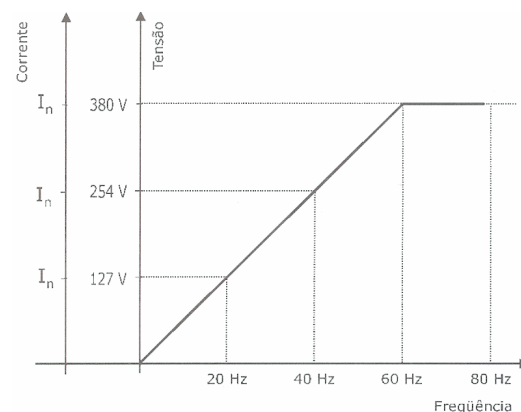


Figura 6.9 – Curva corrente x frequência.

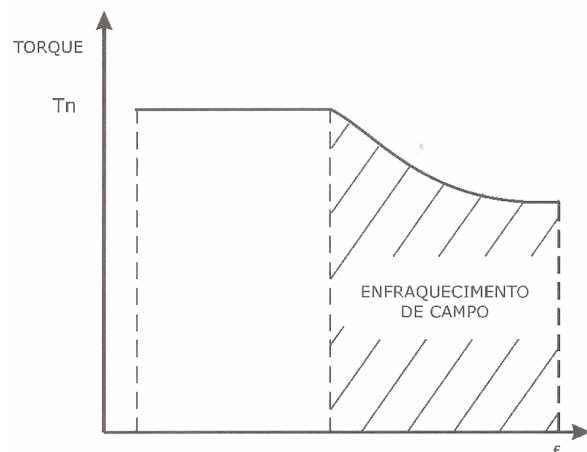


Figura 6.10 – Curva torque x frequência.

é utilizado em aplicações normais que não requerem elevada dinâmica (grandes acelerações e frenagens), nem elevada precisão e nem controle de torque. Um inversor com controle escalar pode controlar a velocidade de rotação do motor com uma precisão de até 0,5 % da rotação nominal para sistemas sem variação de carga, e de 3 % a 5 % com variação de carga de 0 a 100 % do torque nominal.

Pelo princípio de funcionamento e aplicação, são utilizados na maioria das vezes motores de indução convencionais sem nenhum sistema de realimentação de velocidade (tacogerador de pulsos acoplado ao motor) em malha fechada.

A faixa de variação de velocidade é pequena e da ordem de 1:10 (Ex: 6 a 60 Hz).

Com estas características, o inversor de frequência escalar é a mais utilizada em sistemas que não requerem alto desempenho. Este apresenta também um custo relativo menor quando comparado com outros tipos de inversores mais sofisticados, como por exemplo, o inversor com controle vetorial. Veremos na continuação uma descrição dos inversores com controle vetorial.

6.4.2 - Controle vetorial

Em aplicações onde se faz necessária um alto desempenho dinâmico, respostas rápidas e alta precisão de regulação de velocidade, o motor elétrico deverá fornecer essencialmente um controle preciso de torque para uma faixa extensa de condições de operação. Para tais aplicações os acionamentos de corrente contínua sempre representaram uma solução ideal, pois a proporcionalidade da corrente de armadura, do fluxo e do torque num motor de corrente contínua proporcionam um meio direto para o seu controle.

Contudo, a busca por avanços tecnológicos significativos tem diminuído esta hegemonia e, gradativamente, estão aparecendo opções de novas alternativas, como o uso de acionamentos em corrente alternada do tipo controle vetorial.

Vantagens do Inversor com Controle Vetorial

- Elevada precisão de regulação de velocidade;
- Alto desempenho dinâmico;
- Controle de torque linear para aplicações de posição ou de tração;
- Operação suave em baixa velocidade e sem oscilações de torque, mesmo com variação de carga.

No motor de indução a corrente do estator é responsável por gerar o fluxo de magnetização e o fluxo de torque, não permitindo obter um controle direto do torque. Basicamente, o circuito de potência do inversor de frequência vetorial não é diferente de um inversor de frequência v/f , sendo composto dos mesmos blocos funcionais. No inversor V/f a referência de velocidade é usada como sinal para gerar os parâmetros tensão/frequência variável e disparar os transistores de potência. Já o inversor vetorial calcula a corrente necessária para produzir o torque requerido pela máquina, calculando a corrente do estator e a corrente de magnetização.

A palavra "vetorial" está sendo nos últimos tempos muito utilizada para dar nome aos novos inversores algumas vezes de maneira não muito apropriada. Vamos tentar esclarecer um pouco estes conceitos. Um vetor é uma representação matemática de uma grandeza física que possui magnitude e direção, um exemplo típico é a representação vetorial de uma força ou uma corrente elétrica.

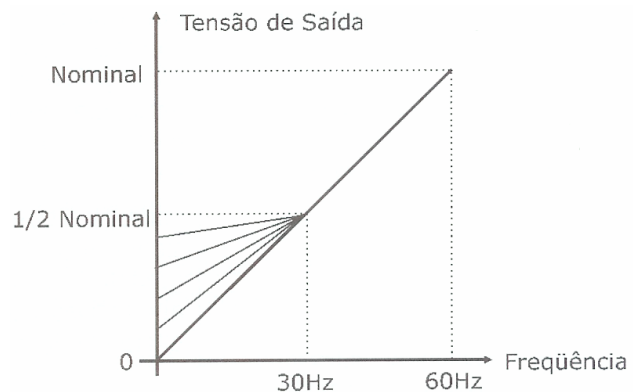


Figura 6.11 – Compensação $I \times R$.

Os inversores vetoriais recebem este nome devido a:

1. A corrente que circula no bobinado estatórico de um motor de indução pode ser separada em duas componentes:
 I_d , ou corrente de magnetização (produtora de FLUXO)
 e
 I_q ou a corrente produtora de TORQUE.
2. A corrente total é a soma vetorial destas duas componentes
3. O torque produzido no motor é proporcional ao "produto vetorial" das duas componentes.
4. A qualidade com a qual estas componentes são identificadas e controladas define o nível de desempenho do inversor.

Para calcular estas correntes é necessário resolver em "tempo real" uma equação que representa matematicamente o comportamento do motor de indução (modelo matemático do motor). Tempo real significa que este cálculo tem que ser feito muitas vezes por segundo, tantas vezes quanto necessário para poder controlar o motor. É por isto que este tipo de controle requer microprocessadores muito potentes que realizam milhares de operações matemáticas por segundo. Para resolver esta equação é necessário conhecer ou calcular os seguintes parâmetros do motor:

- ❖ Resistência do estator.
- ❖ Resistência do rotor.
- ❖ Indutância do estator.
- ❖ Indutância do rotor.
- ❖ Indutância de magnetização.
- ❖ Curva de saturação.

Muitos inversores vêm com estes valores pré-programados para diferentes motores, outros mais sofisticados utilizam rotinas de autoajuste para calcular estes parâmetros, característica muito útil quando utilizados motores rebobinados ou já existentes.

O controle vetorial representa, sem dúvida, um avanço tecnológico significativo, aliando as performances dinâmicas de um acionamento CC e as vantagens de um motor CA. Porém, em alguns sistemas que utilizam controle vetorial é necessário o uso de um *encoder* (tacogerador de pulsos) acoplado ao motor para que se tenha uma melhor dinâmica, o que torna o motor especial. Sendo assim podemos dizer que existem dois tipos de implementação de inversores vetoriais: o inversor "*sensorless*" (sem sensores) e o inversor com realimentação por *encoder* (controle orientado pelo campo).

O inversor com realimentação por *encoder* é capaz de controlar a velocidade e o torque no motor, pois calcula as duas componentes da corrente do motor. Este tipo de inversores consegue excelentes características de regulação e resposta dinâmica, como por exemplo:

- ❖ Regulação de velocidade: 0,01%.
- ❖ Regulação de torque: 5%.
- ❖ Faixa de variação de velocidade: 1:1000.
- ❖ Torque de partida: 400% máx.
- ❖ Torque máximo (não contínuo): 400%.

O inversor "*sensorless*" tem um grau de desempenho menor que o anterior, mas é superior ao inversor v/f . A seguir alguns valores típicos para estes inversores:

- ❖ Regulação de velocidade: 0,1%.
- ❖ Regulação de torque: Não tem.
- ❖ Faixa de variação de velocidade: 1:100 c> Torque de partida: 250%.
- ❖ Torque máximo (não contínuo): 250%.

6.5 - Características dos motores de indução acionados com inversores

Como já vimos na seção anterior, a curva característica "corrente x velocidade" e "torque x velocidade" do motor de indução mostra que a partir do valor de torque equivalente a 150% do nominal (área de trabalho intermitente) as duas curvas apresentam o mesmo comportamento. Isto significa que torque e velocidade têm um comportamento linear com a corrente. Os inversores de frequência trabalham exclusivamente nesta região.

Vejam agora o comportamento da curva "torque x velocidade" quando o motor é alimentado através do inversor de frequência. A 60 Hz temos exatamente o caso da Figura 6.12, que coincide com a resposta de um motor acionado diretamente da rede.

O motor do exemplo é um motor de quatro pólos, assim sua velocidade síncrona será de 1800 rpm e a velocidade do eixo, com carga nominal, será 1750 rpm. Podemos ver assim que, com o motor com carga nominal, existe uma diferença de 50 rpm entre a velocidade síncrona calculada e a velocidade de rotação do motor, devida ao escorregamento. A Figura 6.13 mostra um conjunto de curvas para diferentes velocidades (frequências) de operação.

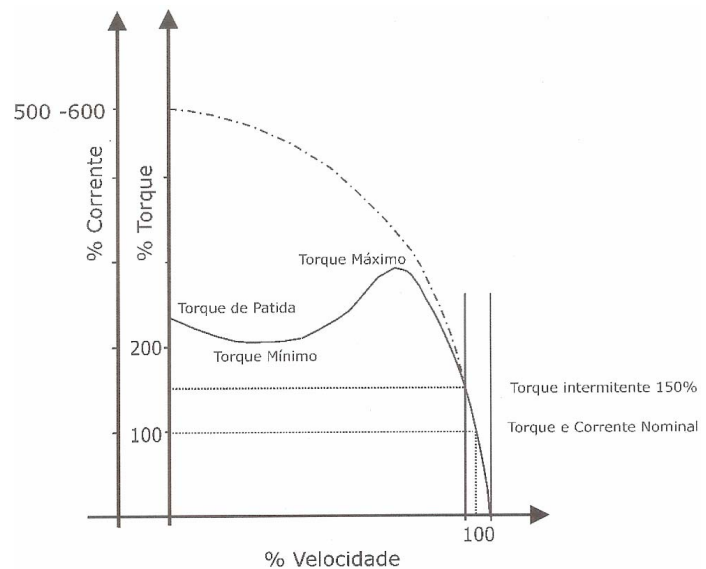


Figura 6.12 – Curva torque x velocidade para motor alimentado por inversor de frequência.

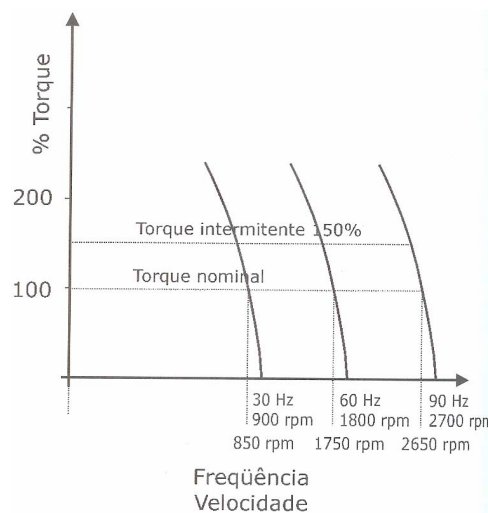


Figura 6.13 – Curvas torque x velocidade.

Observando novamente a Figura 6.13 vemos que para uma frequência de alimentação de 30Hz a velocidade síncrona será de 900 rpm, novamente para torque nominal o escorregamento será o nominal equivalente a 50 rpm, e a velocidade do motor será de 850 rpm,

É interessante observar que diminuindo a frequência pela metade a velocidade síncrona também cai a metade, mas a velocidade do motor não, pois sempre tem uma diferença constante equivalente ao escorregamento,

Outra característica importante do acionamento de motores com inversores de frequência é que a corrente de partida é praticamente da ordem da corrente nominal, e que alimentando o motor a partir de 3 ou 4 Hz podemos obter no rotor um torque de 150 % do nominal, suficiente para acionar qualquer carga acoplada ao motor.

7 - Aplicação de acionamentos

Uma das maiores fontes de problemas ao se tratar de sistemas de acionamento é a aplicação inadequada dos diversos tipos existentes. Acionamentos CA e CC têm características peculiares, que devem ser levadas em conta ao se fazer uma escolha. Não só as características de torque são diferentes, mas também há consideráveis diferenças de custos, perturbações introduzidas na rede elétrica, fator de potência gerado, dimensões de carcaça disponíveis, etc.

É necessário, portanto, um conhecimento básico de como o motor interage com o sistema de controle, e estes dois por sua vez, com a máquina a ser acionada, a fim de se poder fazer uma aplicação apropriada.

O dimensionamento do acionamento é feito com base no torque requerido pela carga (veja a definição de torque e de carga abaixo). Assim, pode-se dizer que é necessário conhecer muito bem a máquina a ser acionada. É muito importante fazer uma quantidade tão grande quanto possível de perguntas, mesmo a respeito de coisas aparentemente insignificantes. É impossível perguntar demais, e um dos segredos está em entender muito bem a aplicação.

É necessária ainda uma compreensão das relações entre torque, potência, velocidade e aceleração/ desaceleração, bem como do efeito de uma transmissão mecânica nestas grandezas.

Finalmente, é necessário utilizar um método sistemático para selecionar o equipamento adequado.

7.1 - Definições, fundamentos e princípios

MOTOR - sempre que houver uma menção genérica a "motor" nesta seção, estará se referindo ao motor de corrente alternada (CA) de indução, assíncrono, com rotor tipo gaiola de esquilo, a menos de declaração explícita ao contrário.

ACIONAMENTO - a palavra acionamento significa aqui, o conjunto compreendido pelo motor e seu sistema de partida, mais qualquer aparelho eletrônico de controle envolvido (tal como um inversor).

CARGA - a palavra *carga* significa aqui, o conjunto de componentes da máquina que se movem, ou que estão em contato e exercem influência sobre eles, começando a partir da ponta de eixo do motor.

TORQUE – pode ser definido como "a força necessária para girar um eixo". Ele é dado pelo produto da força tangencial F (N) pela distância r (m), do ponto de aplicação da força ao centro do eixo. A unidade de torque no SI (Sistema Internacional) é o Nm (Newton-metro).

INÉRCIA - é a resistência que uma massa oferece à modificação do seu estado de movimento. Todo corpo que tem massa tem inércia. Uma massa em repouso requer um torque (ou força) para colocá-la em movimento; uma massa em movimento requer um torque (ou força) para modificar a sua velocidade ou para colocá-la em repouso. O *momento de inércia de massa* J (kgm²) de um corpo depende da sua massa m (kg) e da distribuição da massa ao redor do eixo de giro, ou seja, da sua geometria.

7.1.1 - Relações Básicas

TORQUE - o torque T (Nm) é o produto da força F (N) necessária para girar o eixo, pela distância r (m) do ponto de aplicação da força ao centro do eixo.

$$T = F \times r . \quad 7.1$$

Este é o torque necessário para vencer os atritos internos da máquina parada, e por isso é denominado de torque estático de atrito, T_{eat} .

Pode-se determinar o torque demandado para por em movimento uma máquina, medindo

a força, por exemplo, utilizando uma chave de grifo e um dinamômetro de mola (Figura 7.1).

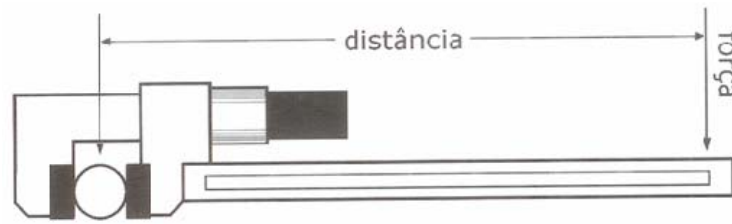


Figura 7.1 – Medição de torque.

Exemplo:

Se obtivermos uma leitura de força de 75 N ($\approx 7,6$ kgf) a 0,6 m (600 mm) do centro do eixo de entrada, o torque será, de acordo com a equação 7.1:

$$T_{\text{cat}} = F \times r = 75 \times 0,6 \Rightarrow T_{\text{cat}} = 45,0 \text{ Nm.}$$

VELOCIDADE DE ROTAÇÃO - a máxima velocidade síncrona de rotação n (rpm) de um motor controlado por inversor depende do número de pólos p do motor e da frequência máxima de saída f (Hz) do inversor selecionado.

$$n = \frac{120 \times f}{p} \quad 7.2$$

Exemplo:

Um motor de 2 pólos comandado por um inversor cuja frequência máxima de saída é de 150 Hz, permite chegar até uma velocidade síncrona de (equação 7.2):

$$n = \frac{120 \times f}{p} = \frac{120 \times 150}{2} \Rightarrow n = 9000 \text{ rpm.}$$

POTÊNCIA - a potência P é dada pelo produto do torque T (Nm) pela velocidade de rotação n (rpm)

$$P = \frac{2 \times \pi \times T \times n}{60} \quad 7.3$$

e a unidade é o Watt. (Lembre-se: 1000 W = 1 kW)

Exemplo:

Se a máquina demandasse os mesmos 45,0 Nm a uma velocidade de rotação de 1760 rpm então a potência seria (equação 7.3)

$$P = \frac{2 \times \pi \times T \times n}{60} = \frac{2 \times \pi \times 45 \times 1760}{60} \Rightarrow P = 8294 \text{ W.}$$

ACELERAÇÃO (DESACELERAÇÃO) - o torque T (Nm) necessário para acelerar (ou desacelerar) uma carga com momento de inércia de massa (ou simplesmente inércia) J (kgm²), da velocidade de rotação n_1 (rpm) para n_2 (rpm), em um tempo t (s), é dado por:

$$T_{\text{dac}} = \frac{2 \times \pi \times J \times (n_2 - n_1)}{60 \times t} \quad 7.4$$

Este torque é chamado de torque dinâmico de aceleração, $T_{\text{d ac}}$. Se $n_2 > n_1$ (aceleração), $T_{\text{d ac}}$ é positivo, significando que seu sentido é igual ao sentido de rotação; se $n_2 < n_1$ (desaceleração), $T_{\text{d ac}}$ é negativo, significando que seu sentido é contrário ao sentido de rotação.

Exemplo:

Um cilindro maciço de alumínio, de diâmetro $d = 165$ mm e comprimento $l = 1.200$ mm e, portanto com uma massa m de aproximadamente 69,3 kg, O momento de inércia J , de uma

peça cilíndrica pode ser calculada pela equação 7.5.

$$J = \frac{1}{8} \times m \times D^2 \text{ kgm}^2. \quad 7.5$$

Então o momento de inércia J é:

$$J = \frac{1}{8} \times 69,3 \times 0,165^2 \Rightarrow J = 2,3 \times 10^{-1} \text{ kgm}^2. \quad 7.6$$

Se o corpo deve acelerar de 0 a 1760 rpm no tempo de 1,0s, então o torque de aceleração será conforme a equação 7.4.

$$T_{\text{dac}} = \frac{2 \times \pi \times 2,3 \times 10^{-1} \times (1760 - 0)}{60 \times 1,0} \Rightarrow T_{\text{dac}} = 43,5 \text{ Nm}.$$

Adicionando-se o torque de aceleração acima calculado ao torque de atrito calculado no primeiro exemplo acima, tem-se:

$$T = 45,0 + 43,5 \Rightarrow T = 88,5 \text{ Nm}.$$

e para a potência (equação 7.3)

$$P = \frac{2 \times \pi \times T \times n}{60} = \frac{2 \times \pi \times 88,5 \times 1760}{60} \Rightarrow P = 16303 \text{ W}.$$

7.1.2 - Efeito de uma transmissão mecânica

Por transmissão mecânica entende-se um redutor (ou multiplicador) de velocidade como, por exemplo, um redutor de engrenagens ou uma redução por polias e correia em V, ou ainda correia dentada. Uma transmissão mecânica tem dois parâmetros importantes para o dimensionamento do acionamento, que são:

- (a) a razão de transmissão i_R , e
- (b) a eficiência η_R .

No caso de redutores de engrenagens estes parâmetros são fornecidos pelo fabricante do mesmo e no caso de transmissões por polias e correias, podem ser calculados a partir dos parâmetros da transmissão (razão dos diâmetros efetivos ou razão dos números de dentes).

Redutores de velocidade são utilizados, por exemplo, no acionamento de máquinas de baixa velocidade, entre o eixo do motor e o eixo de entrada da máquina. Assim como a velocidade de rotação do motor é reduzida na proporção da razão de transmissão i_R , também o torque do motor é multiplicado na mesma proporção. Além disso, uma parte da energia que entra é consumida pelas perdas internas (atritos, ruído, etc.), quantificadas pela eficiência η_R . Assim, o torque necessário na entrada de um redutor. T_1 (Nm) em função do torque demandado na saída T_2 (Nm) é dado por:

$$T_1 = \frac{T_2}{(i_R \times \eta_R)}. \quad 7.7$$

Exemplo:

Se no exemplo 4, com $T_2 = 88,5$ Nm, houvesse um redutor de engrenagens de 1 estágio com razão de transmissão $i_R = 1,8$ e eficiência $\eta_R = 0,85$ teríamos para o torque T_1 (equação 7.7):

$$T_1 = \frac{88,5}{(1,8 \times 0,85)} \Rightarrow T_1 = 57,8 \text{ Nm}.$$

A velocidade máxima do motor deveria ser então:

$$n_1 = 1760 \times 1,8 \Rightarrow n = 3168 \text{ rpm.}$$

E a potência (equação 7.3):

$$P = \frac{2 \times \pi \times T \times n}{60} = \frac{2 \times \pi \times 57,8 \times 3168}{60} \Rightarrow P = 19179 \text{ W.}$$

7.2 – Requerimentos da carga

Antes de tudo convém relembrar a definição do termo CARGA. Neste material a palavra carga significa: "O conjunto de componentes da máquina que se move, ou que está em contato e exerce influência sobre eles, começando a partir da ponta de eixo do motor".

Devemos iniciar preocupando-nos com a carga, e não com o motor ou com o inversor. Um bom trabalho de decisão a respeito do melhor sistema de acionamento de uma máquina requer que a máquina em si seja considerada primeiramente. Se você não conhece a máquina em profundidade não poderá tomar decisões acertadas com respeito ao seu acionamento.

Com esta finalidade é de grande utilidade um "check list", que contenha uma coletânea de sugestões de perguntas a serem feitas. Pergunte-se a respeito do desempenho e das demandas da máquina. A carga é constante ou variável? É necessária uma aceleração rápida? Neste caso, qual é o máximo tempo de aceleração admitido? O regime de serviço é contínuo, ou interrompido, e repetido em intervalos?

Vamos nos concentrar daqui por diante na determinação do torque demandado pela carga

7.2.1 - Tipos de cargas

Geralmente os dados a respeito do torque demandado pela carga são apresentados na forma de um gráfico "torque versus velocidade": Não precisa ser um gráfico impecavelmente produzido, com linhas perfeitas e coloridas. Importante é que seja de bom tamanho (não muito pequeno), e em escala. Pode muito bem ser feito a mão.

Geralmente as cargas caem em uma das seguintes categorias:

Torque constante - O torque demandado pela carga apresenta o mesmo valor ao longo de toda a faixa de velocidades. Logo, a demanda de potência cresce linearmente com a velocidade (Figura 7.2). Uma esteira transportadora movimentando uma carga de 1 ton de peso a 0,1 m/s, por exemplo, requer aproximadamente o mesmo torque que se estivesse a 1,0 m/s. Outros exemplos de cargas com este tipo de comportamento são: equipamentos de içamento (guindastes e elevadores), laminadores, extrusoras, e bombas de deslocamento positivo (de pistões, de engrenagens e helicoidais).

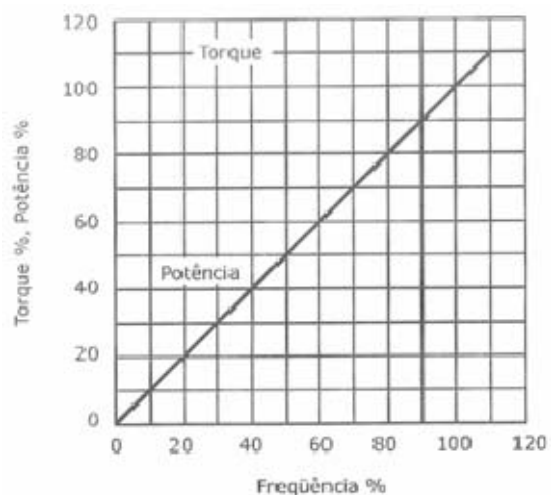


Figura 7.2 – Cargas típicas (torque constante).

Potência constante - o torque inicial é elevado e diminui exponencialmente com o aumento da velocidade. A potência demandada permanece constante ao longo de toda a faixa de variação de velocidade (Figura 7.3). Isto normalmente é o caso em processos onde há variações de diâmetro, tais como máquinas de bobinamento e desbobinamento, e desfolhadores, bem como em eixos-árvore de máquinas-ferramenta. Quando o diâmetro é máximo, é demandado máximo torque a baixa velocidade. A medida que diminui o

diâmetro, diminui também a demanda de torque, mas a velocidade de rotação deve ser aumentada para manter constante a velocidade periférica.

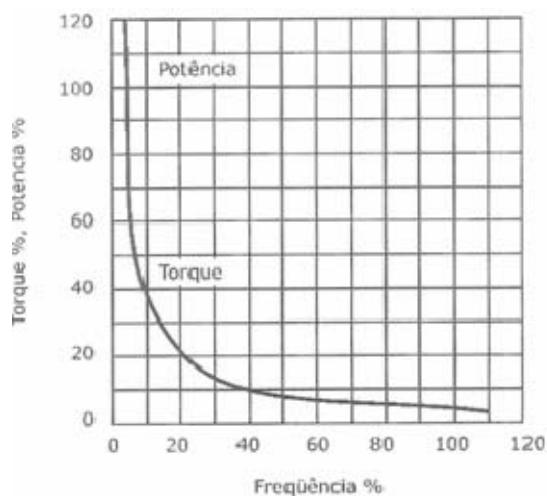


Figura 7.3 – Cargas típicas (potência constante).

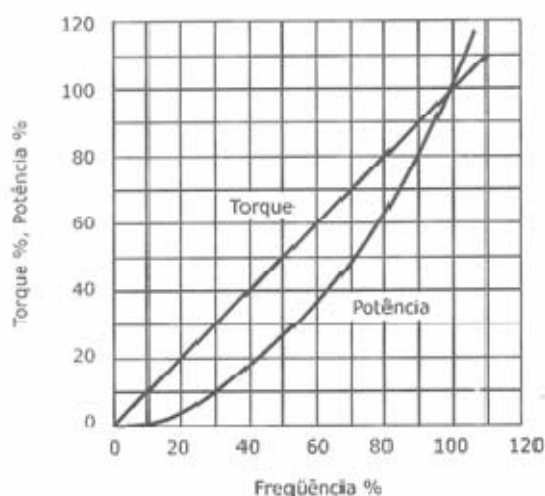


Figura 7.4 – Cargas típicas (torque linearmente crescente).

Torque linearmente crescente - o torque cresce de forma linear com o aumento da velocidade e, portanto a potência cresce de forma quadrática com esta (Figura 7.4). Exemplo de carga com este comportamento são prensas.

Torque com crescimento quadrático - o torque demandado aumenta com o quadrado da velocidade de rotação, e a potência com o cubo (Figura 7.5). Exemplos típicos são máquinas que movimentam fluidos (líquidos ou gases) por processos dinâmicos, como, por exemplo, bombas centrífugas, ventiladores, exaustores e agitadores centrífugos. Estas aplicações apresentam o maior potencial de economia de energia já que a potência é proporcional à velocidade elevada ao cubo.

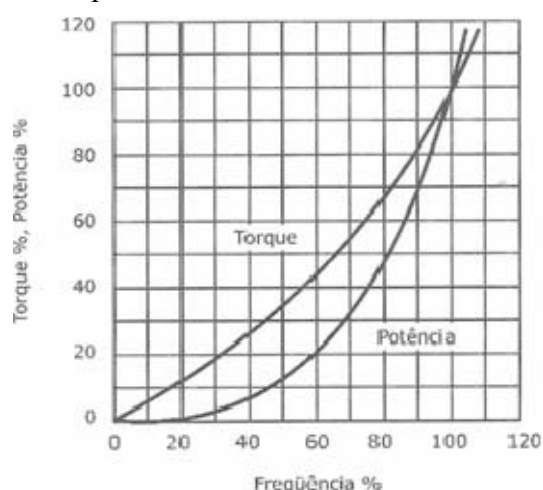


Figura 7.5 – Cargas típicas (torque com crescimento quadrático).

7.2.2 - O pico de carga

O pico de torque é diferente para cada tipo de máquina e precisa ser corretamente identificado. Em alguns casos o torque de partida é muito elevado, tal como num transportador muito pesado. Uma carga de alta inércia que requer aceleração muito rápida, igualmente terá uma alta demanda de torque durante a aceleração. Outras aplicações apresentarão demanda máxima durante a operação em regime, e não na partida, com sobrecargas súbitas aparecendo periodicamente.

7.2.3 - Estimando cargas

Por vezes é necessário determinar o torque demandado por uma máquina existente, que tem um motor CA alimentado diretamente pela rede. A corrente elétrica consumida pelo motor é um bom indicativo do torque demandado. Se for possível tomar valores de corrente em cada uma

das condições de operação da máquina, pode-se chegar a uma boa aproximação do torque demandado pela máquina. A corrente deveria ser medida em uma das fases do motor no momento da partida, durante a aceleração, durante o funcionamento normal e ainda em eventuais situações de sobrecarga. Importante também é determinar a duração de cada uma dessas condições dentro do ciclo da máquina. Em seguida verifica-se o valor da corrente nominal na plaqueta de identificação do motor.

Exemplo:

Um motor de 15 kW, 1760 rpm, 220 V tem uma corrente nominal de 52,0 A. O rendimento deste motor a 100 % da potência nominal é de 89,8 %. Isto significa que 89,8 % de 52,0 A = 46,7 A vão produzir torque. Os demais 52,0 - 46,7 = 5,3 A vão suprir as perdas e produzir a excitação do motor.

O torque nominal do motor pode ser calculado a partir da potência e da rotação nominais, como segue (equação 7.3):

$$T = \frac{15000}{2 \times \pi \times 60 \times 1760} \Rightarrow T = 81,4 \text{ Nm.}$$

Pode-se dizer que o motor vai desenvolver então

$$\frac{81,4 \text{ Nm}}{46,7 \text{ A}} = 1,743 \frac{\text{Nm}}{\text{A}} \text{ produtor de torque.}$$

Assim, a uma leitura de corrente de 20 A, por exemplo, corresponderá um torque de

$$(20 - 5,3) \times 1,743 = 26,5 \text{ Nm.}$$

Este raciocínio é válido até a rotação nominal. O torque de um motor CA operando com inversor de frequência acima da rotação nominal varia inversamente ao quadrado da velocidade. Logo, a uma velocidade igual ao dobro da rotação nominal o motor produz apenas $\frac{1}{4}$ do torque nominal.

8 - Seleção de acionamentos (motor/inversor)

8.1 - Operação abaixo da rotação nominal

Considerando-se que as perdas no cobre resultam da corrente do motor, então a perda de potência será proporcional à carga. Dessa forma, se o motor gira mais lento, com a mesma corrente nominal (determinada pela carga) gerando a mesma perda de potência que ocorre em velocidades mais elevadas, o motor se sobreaquece, pois há um menor fluxo de ar de refrigeração disponível quando o ventilador do motor se movimenta em velocidades menores (motores autoventilados). Quando o motor é utilizado em aplicações para controle de ventiladores ou bombas centrífugas, a carga normalmente diminui conforme a velocidade se reduz. Dessa forma o sobreaquecimento deixa de existir. Em aplicações onde o motor deve desenvolver pleno torque (100% da corrente) em baixa velocidade, o sobredimensionamento ou utilização de motores com um fator de serviço mais elevado se torna necessário.

OBSERVAÇÃO:

Chama-se **fator de serviço (FS)** o fator que aplicado à potência nominal, indica a carga permissível que pode ser aplicada continuamente no motor, sob condições especificadas. Note que se trata de uma capacidade de sobrecarga contínua, ou seja, uma reserva de potência que dá ao motor uma capacidade de ainda suportar o funcionamento em condições desfavoráveis. O fator de serviço não deve ser confundido com a capacidade de sobrecarga momentânea, durante alguns segundos. O fator de serviço $FS = 1,0$ significa que o motor não foi projetado para funcionar continuamente acima da sua potência nominal. Isto, entretanto, não muda a sua capacidade para sobrecargas momentâneas.

8.1.1 - Motor autoventilado

Para a utilização de motores autoventilados padrão, a redução da ventilação nas baixas rotações faz com que seja necessária uma diminuição no torque demandado do motor ou o sobredimensionamento do mesmo, de modo a manter sua temperatura dentro dos limites da sua classe térmica. O fator de redução do torque ("derating factor"), que leva em consideração as influências da redução da ventilação em baixas rotações, bem como das harmônicas e do enfraquecimento de campo nas rotações acima da nominal para motores fechados, autoventilados, com carcaça de ferro-fundido, está representada na Figura 8.1 e equacionada a seguir.

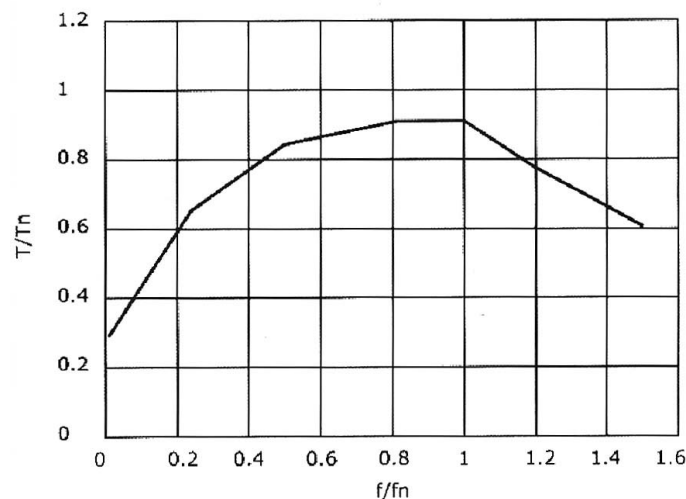


Figura 8.1 – Curva “torque x frequência” para motores fechados, autoventilados.

A curva foi obtida experimentalmente, em condições de alimentação com uma onda senoidal e fluxo nominal no entreferro. As equações correspondentes a cada trecho da curva da Figura 8.1 são as seguintes:

A frequência normalizada, f_R é dada por:

$$f_R = \frac{f}{f_n} \quad 8.1$$

sendo:

f - frequência de operação [Hz].

f_n - frequência nominal [Hz].

Para $0 \leq f_R < 0,25$

$$\frac{T}{T_n} = 1,49 \times f_R + 0,28 \quad 8.2$$

Para $0,25 \leq f_R < 0,50$

$$\frac{T}{T_n} = 0,74 \times f_R + 0,47 \quad 8.3$$

Para $0,50 \leq f_R < 0,83$

$$\frac{T}{T_n} = 0,28 \times f_R + 0,70 \quad 8.4$$

Para $0,83 \leq f_R < 1,0$

$$\frac{T}{T_n} = 0,93 \quad 8.5$$

Para $f_R > 1,0$

$$\frac{T}{T_n} = \frac{0,93}{f_R} \quad 8.6$$

Exemplo:

Um motor fechado, autoventilado, de frequência nominal $f_n = 60$ Hz, devido à redução na capacidade de refrigeração quando operando a $f = 30$ Hz, pode fornecer:

$$f_R = \frac{30}{60} = 0,5$$

e

$$\frac{T}{T_n} = 0,28 \times 0,5 + 0,70 = 0,84.$$

Ou seja, somente 84% do seu torque nominal, e a $f = 15$ Hz:

$$f_R = \frac{15}{60} = 0,25$$

e

$$\frac{T}{T_n} = 0,74 \times 0,25 + 0,47 = 0,655.$$

Ou seja, somente 65,5% do seu torque nominal.

8.1.2 - Motor com ventilação independente

Com a utilização de motores com ventilação independente, não existirá mais o problema de sobreaquecimento do motor por redução de refrigeração, podendo o mesmo ser dimensionado com a carcaça normal e potência necessária ao acionamento.

Para motores com ventilação independente, o ventilador que era acoplado ao próprio eixo do motor agora é acoplado a um outro motor independente, que geralmente é acoplado ao motor principal por intermédio de uma flange defletora especial que permite o suporte mecânico do motor da ventilação.

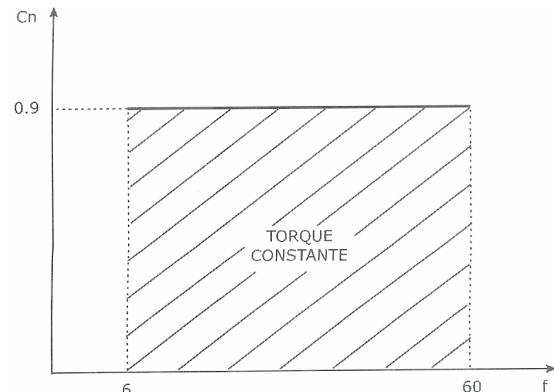


Figura 8.2 – Característica de torque disponível x rotação em motores com ventilação independente.

8.1.3 - Operação acima da rotação nominal

Um motor padrão para operar em rede de frequência de 50 ou 60 Hz pode girar a frequências mais altas quando alimentado por um conversor de frequência. A velocidade máxima depende do seu balanceamento mecânico e dos rolamentos.

Neste caso, como o motor funcionará com enfraquecimento de campo, a máxima velocidade estará limitada pelo torque disponível do motor e pela máxima velocidade periférica das partes girantes do motor (ventilador, rotor, mancais). A Figura 8.3 ilustra este comportamento.

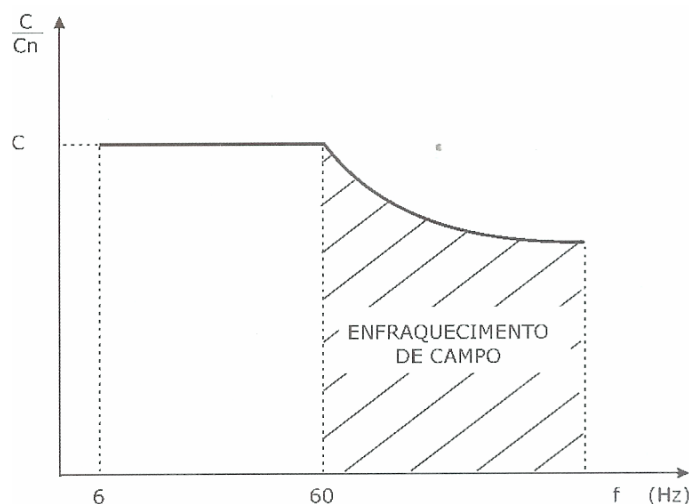


Figura 8.3 – Diminuição de torque devido ao aumento de velocidade.

8.1.4 - Casos especiais

A potência admissível de um inversor de frequência é determinada levando-se em consideração, principalmente, dois fatores:

- Altitude em que o inversor será instalado;
- Temperatura do meio refrigerante;

Conforme a NBR-7094, as condições usuais de serviço, são:

- a) Altitude não superior a 1000 m acima do nível do mar;
- b) Meio refrigerante (ar ambiente) com temperatura não superior a 40°C.

Nos casos em que o inversor deva trabalhar com temperatura do ar de refrigeração na potência nominal, maior do que 40°C e/ou em altitude maior do que 1000m acima do nível do mar, deve-se considerar os seguintes fatores de redução:

EFEITO DA TEMPERATURA AMBIENTE - A redução da potência (corrente) nominal do inversor de frequência, devido à elevação da temperatura ambiente, acima de 40°C e limitada a 50°C, é dada pela relação e gráfico a seguir (Figura 8.4).

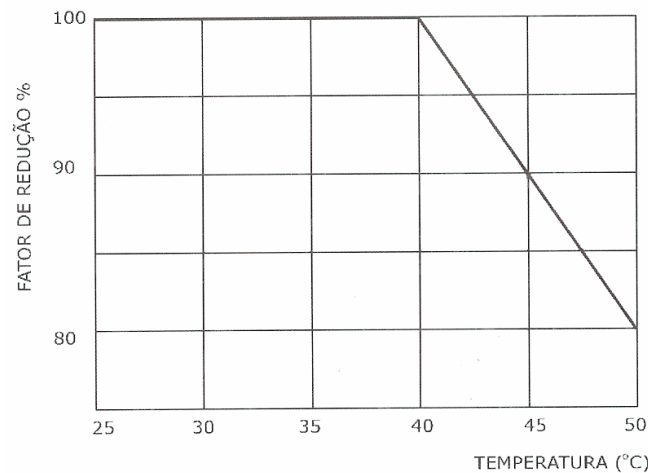


Figura 8.4 – Curva de redução de potência nominal em função do aumento da temperatura.

EFEITO DA ALTITUDE - inversores funcionando em altitudes acima de 1000 m, apresentam problemas de aquecimento causado pela rarefação do ar e, conseqüentemente, diminuição do seu poder de arrefecimento.

A insuficiente troca de calor entre o inversor e o ar circundante, leva a exigência de redução de perdas, o que significa também redução de potência. Os inversores têm aquecimento diretamente proporcional às perdas e estas variam, aproximadamente, numa razão quadrática com a potência.

Segundo a norma NBR-7094, os limites de elevação de temperatura deverão ser reduzidos de 1% para cada 100m de altitude acima de 1000 m.

A redução da potência (corrente) nominal do conversor de frequência, devido à elevação da altitude acima de 1000 m e limitada a 4000 m, é dada pela relação e gráfico a seguir (Figura 8.5), onde o Fator de redução é de 1 % para cada 100 m.

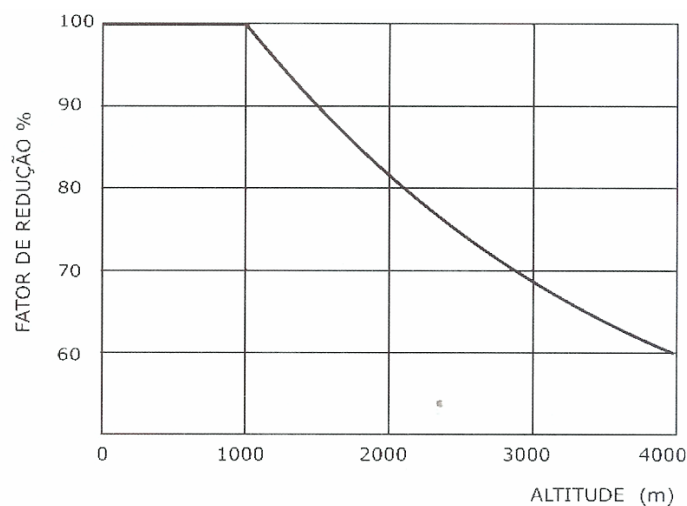


Figura 8.5 – Curva de redução de potência nominal em função do aumento da altitude.

8.2 - Aplicações

A seguir serão tratadas algumas aplicações típicas.

8.2.1 - Bombas centrífugas e ventiladores

Bombas centrífugas e ventiladores são considerados em conjunto, pois ambos são máquinas rotativas cuja função é aumentar a energia de um fluido, a partir de uma fonte externa, geralmente um motor elétrico. Portanto, o método de seleção de motor/inversor é basicamente o mesmo para os dois.

Esta família de máquinas tem como característica que o torque de carga apresenta *crescimento quadrático* com a rotação. Por exemplo, caso seja duplicada a rotação da máquina com vistas a aumentar a vazão e/ou a pressão, será demandado um torque 4 vezes maior para tal.

Os dados disponíveis a respeito da máquina podem ser:

- (a) a curva "vazão V x pressão p " ou
- (b) o torque T demandado a plena carga.

A vazão V é expressa como volume deslocado por unidade de tempo, e no SI é dada em m^3/s . A pressão p é dada em Pascal ($Pa = N/m^2$). O produto da vazão pela pressão nas respectivas unidades SI resulta na potência fluidica P , em Watt (W).

$$P_f = V \times p. \quad 8.7$$

Alternativamente, o torque T a plena carga pode ser usado juntamente com a rotação n da bomba ou ventilador para calcular a potência mecânica P_m (7.3) demandada pela máquina:

$$P_m = \frac{2 \times \pi \times T \times n}{60}.$$

A bomba ou ventilador apresenta uma eficiência fluidica η_f de acordo com a qual ela converte a energia mecânica em energia do fluido. Pode haver ainda uma transmissão intermediária, entre motor e bomba ou ventilador, com uma eficiência característica η_t .

A potência mecânica mínima a ser fornecida pelo motor será então

$$P_M = \frac{P_t}{(\eta_f \times \eta_t)}. \quad 8.8$$

ou

$$P_M = \frac{P_m}{\eta_t}. \quad 8.9$$

Em ventiladores de rotor muito grande e pesado poderá ser necessário fazer uma verificação do tempo de aceleração (equação 7.4).

Caso se deseje fazer controle de vazão ou pressão através da variação da rotação do motor, devem-se levar em conta os seguintes aspectos com relação à faixa de variação de rotação:

- Para rotações acima da rotação nominal do motor deve-se tomar o cuidado de não ultrapassar a potência nominal do motor, para que não se entre em condição de sobrecarga.
- Para rotações abaixo da nominal não existem problemas, uma vez que há a diminuição quadrática do torque de carga. não havendo, portanto problemas de sobreaquecimento por redução da ventilação. nem de sobrecarga do motor.

O controle da vazão ou da pressão através da variação de velocidade possibilita uma grande economia de energia. As outras formas de controle de vazão e pressão utilizam componentes limitadores (válvulas, recirculadores, dampers, etc.), e o motor opera sempre em

condição de carga nominal, absorvendo potência nominal da rede. Em sistemas de controle de vazão ou pressão utilizando inversor de frequência, a potência absorvida da rede é apenas a necessária na condição de operação do sistema.

Exemplo:

Dimensionar o motor para acionar um ventilador com as seguintes características:

- Rotação máxima: $n = 1780$ rpm.
- Inércia do rotor: $J = 20 \text{ kgm}^2$.
- Acoplamento direto ao motor.
- Torque de partida: $T_o = 11 \%$ do torque a plena carga.
- Torque a plena carga: $T = 320 \text{ Nm}$.

A rotação do motor será 1.800 rpm, ou seja, um motor de IV pólos. A potência mecânica P_m requerida pelo ventilador é

$$P_m = \frac{2 \times \pi \times 320 \times 1780}{60} \Rightarrow P_m = 59648 \text{ W.}$$

Como o acoplamento é direto.

$$P_M = P_m = 56,6 \text{ kW.} \quad 8.10$$

Consultando o catálogo de motores, observa-se que o motor imediatamente acima da potência calculada é o de potência nominal $P_M = 75 \text{ kW}$.

Para se fazer a verificação do tempo de aceleração t_a é necessário determinar o torque médio da carga $T_{\text{méd c}}$ e o torque médio do motor $T_{\text{méd}}$. O torque médio da carga é dado por

$$T_{\text{méd c}} = \frac{(2 \times T_o + T)}{3} = \frac{(2 \times 0,11 \times 320 + 320)}{3} \Rightarrow T_{\text{méd c}} = 130,1 \text{ Nm.}$$

O torque médio do motor é dado por

$$T_{\text{méd M}} = 0,45 \times \left(\frac{T_p}{T_n} + \frac{T_{\text{máx}}}{T_n} \right) \times T_n. \quad 8.11$$

Do catálogo do fabricante, para o motor de 75 kW, IV pólos:

$$T_n = 395,3 \text{ Nm.}$$

$$T_p / T_n = 3,2$$

$$T_{\text{máx}} / T_n = 3,2$$

Logo

$$T_{\text{méd M}} = 0,45 \times (3,2 + 3,2) \times 395,3 \Rightarrow T_{\text{méd M}} = 1138,6 \text{ Nm.}$$

O torque médio de aceleração $T_{\text{méd a}}$ é, portanto:

$$T_{\text{méd a}} = (T_{\text{méd M}} - T_{\text{méd c}}) \Rightarrow T_{\text{méd a}} = 1008,5 \text{ Nm.}$$

Também do catálogo do fabricante do motor, obtém-se o momento de inércia de massa do rotor do motor. J_M .

$$J_M = 0,94830 \text{ kgm}^2$$

Assim, utilizando a equação 7.4 pode-se calcular o tempo de aceleração t_a .

$$t_a = \frac{2 \times \pi \times J \times (n_2 - n_1)}{60 \times t} = \frac{2 \times \pi \times (20 + 0,94830) \times (1780 - 0)}{60 \times 1008,5} \Rightarrow t_a = 3,9 \text{ s.}$$

O catálogo do fabricante informa que para este motor o máximo tempo com rotor bloqueado é de 6 s. Como o tempo de aceleração é menor, pode-se considerá-lo aceito.

É importante observar ainda que:

1. Variações na temperatura do ambiente têm como consequência a correspondente variação da viscosidade do fluido, e estas por sua vez originam a variação da potência e do torque de carga. Portanto, é importante avaliar a potência e o torque de acionamento na temperatura de trabalho.
2. Se acelerações e desacelerações se repetem com frequência no ciclo de trabalho é necessário avaliar também a capacidade térmica do motor.
3. Se há requisitos apertados de tempo de aceleração e/ou desaceleração é necessário aumentar o tamanho do motor/inversor e/ou utilizar recurso de frenagem respectivamente.

8.2.2 - Extrusoras

Estas máquinas têm como característica apresentarem torque de carga do tipo *constante* ao longo de toda a faixa de velocidades. Deve-se tomar cuidado especial novamente para situações de operação abaixo da metade da rotação nominal do motor, onde deverá ser levado em conta o problema do sobreaquecimento devido à redução da ventilação em motores comuns. Este problema poderá ser contornado através (a) do sobredimensionamento da carcaça ou (b) através da utilização de ventilação forçada independente.

Deve-se dar especial atenção quanto ao material a ser extrudado. Determinados materiais, como plásticos (PVC) e borrachas, requerem uma elevada estabilidade da velocidade, podendo variar menos que 1% em relação à velocidade selecionada. Variações de velocidade acarretam variações de espessura do produto. Isto só é possível com inversores de frequência de controle vetorial, ou acionamentos de corrente contínua. Para materiais não-críticos, como ração, fios, etc., pode-se utilizar inversores de controle escalar.

Outro aspecto que merece muita atenção é com relação à condição de partida da máquina, que pode ser (a) carregada e a quente, com torque resistente normal, ou (b) carregada e a frio, com torque resistente muito elevado em relação ao normal. Para esta última condição deve-se levar em conta a sobrecarga inicial da extrusora, que por sua vez deverá levar a um sobredimensionamento da corrente nominal do inversor, proporcional à sobrecarga exigida pela extrusora.

8.2.3 - Bobinadores/desbobinadores

Os bobinadores/desbobinadores são classificados em dois grupos, quais sejam:

- (a) bobinadores/ desbobinadores *axiais*, onde a bobina é acionada diretamente pelo seu eixo. e
- (b) bobinadores/ desbobinadores *tangenciais*, onde a bobina é acionada indiretamente através de rolos de atrito.

Os bobinadores axiais têm como característica apresentar torque de carga do tipo *potência constante*. Isto se deve ao requisito de que a velocidade tangencial V_t (m/s) da bobina seja constante durante todo o processo.

A velocidade de rotação n_b (rpm) da bobina para esta condição é dada por

$$n_b = \frac{60 \times V_t}{2 \times \pi \times r} \quad 8.12$$

onde r é o raio da bobina em (m).

Note-se que quando a bobina está vazia (r mínimo) a rotação n é máxima. A medida que o raio aumenta é necessário que a rotação diminua, para que a velocidade tangencial V_t permaneça constante. Sendo a força de tração F_t (N) também constante, o torque resistente apresentado pela carga T_c (Nm) é dado por:

$$T_c = F_t \times r \quad 8.13$$

Dessa forma, a medida que o raio r da bobina aumenta, o torque resistente T_c também aumenta.

Para o acionamento de cargas desse tipo com motor de indução e inversor de frequência pode-se

- (c) utilizar somente a faixa de rotação abaixo da rotação nominal do motor, levando em conta o problema do sobreaquecimento do motor em rotações abaixo da metade da nominal, ou
- (d) entrando na região de rotação acima da nominal, onde as curvas de torque resistente e de torque motor se assemelham, não havendo problemas de sobrecarga do motor nem de sobreaquecimento.

Tornos de superfície (desfolhadores) também têm comportamento semelhante.

Novamente é importante atentar para o requisito de estabilidade de velocidade de bobinamento, imposto pelo material a ser bobinado, obrigando muitas vezes a utilização de inversores com controle vetorial.

Há também bobinadores *axiais* onde não há o requisito da velocidade tangencial ser constante. Nestes casos a rotação do motor não varia, e o torque de carga aumenta proporcionalmente ao aumento do raio da bobina.

Os bobinadores *tangenciais* têm como característica que o torque de carga é do tipo *constante*. A rotação do motor permanece constante durante todo o processo a fim de manter a velocidade tangencial da bobina também constante. Importante apenas atentar para o problema de sobreaquecimento do motor em condições de operação em baixa velocidade, e em velocidade acima da nominal.

9 - Instalação de inversores de frequência

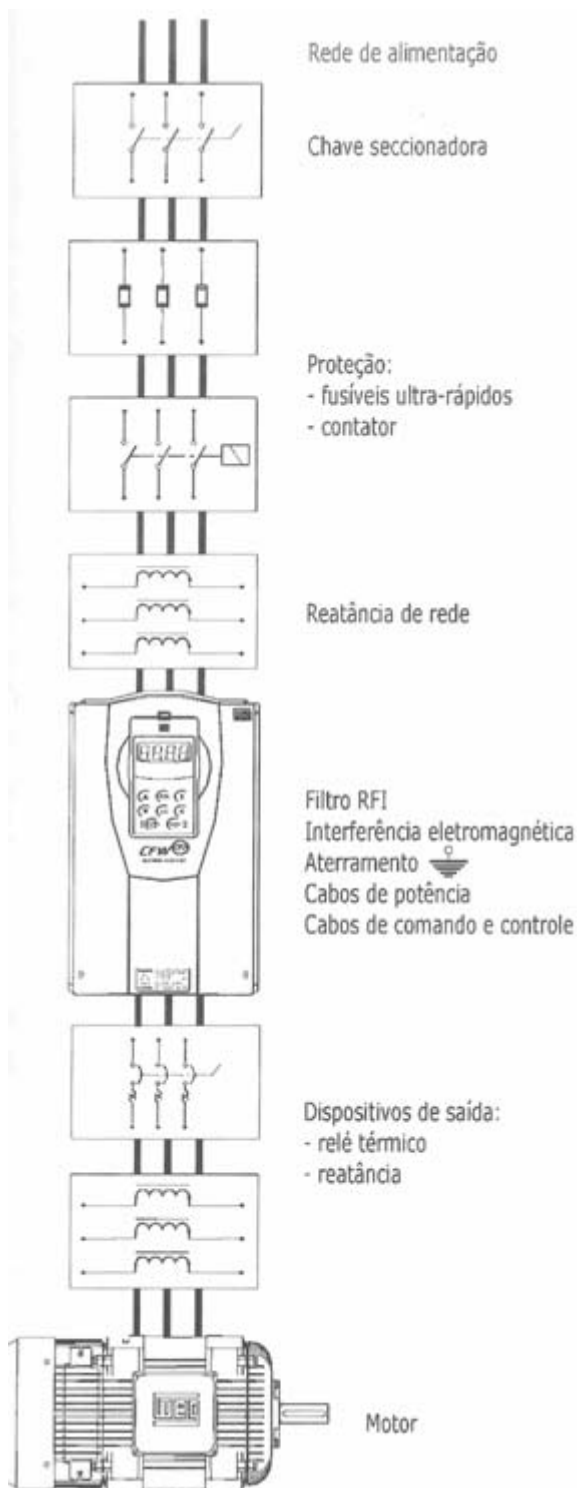


Figura 9.1 – Instalação de um inversor de frequência.

Este capítulo tem como objetivo apresentar os componentes e informações gerais necessárias para a instalação de um inversor de frequência. A utilização de cada componente dependerá de cada caso particular.

Serão abordados os seguintes tópicos (ver Figura 9.1):

- ❖ Rede de Alimentação.
- ❖ Manobra e proteção
 - Chave Seccionadora.
 - Fusíveis de Alimentação.
- ❖ Condicionamento da Alimentação.
 - Transformador Isolador.
 - Reatância de Rede.
 - Filtro de Rádio Frequência.
 - Contatores.
- ❖ Interferência Eletromagnética.
 - EMI Interferência Eletromagnética.
 - RFI Interferência de RF.
- ❖ Aterramento.
- ❖ Cabos.
- ❖ Dispositivos de Saída.
 - Relés Térmicos.
 - Reatância.
- ❖ Instalação em painéis.

9.1 - Rede de alimentação elétrica

Os inversores são projetados para operar em redes de alimentação simétricas. A tensão entre fase e terra deve ser constante. Se por algum motivo esta tensão varia, por exemplo, pela influência de algum outro equipamento ligado a rede, será necessário colocar um transformador de isolamento.

9.2 - Fusíveis

Os inversores geralmente não possuem proteção contra curto-circuito na entrada, sendo assim, é responsabilidade do usuário colocar fusíveis para proteção. Estes são normalmente especificados na documentação técnica.

9.3 - Condicionamento de rede de alimentação

Geralmente os inversores podem ser ligados diretamente a rede de alimentação. Existem,

no entanto, certas condições que devem ser levadas em conta na instalação de um inversor, sendo necessária a utilização de transformadores isoladores e/ou reatâncias de rede.

Exemplos:

- A rede elétrica experimenta freqüentes flutuações de tensão ou cortes de energia elétrica (transformador isolador / reatância).
- A rede elétrica não tem neutro referenciado ao terra (transformador isolador).
- A rede tem capacitores para correção de fator de potência não conectados permanentemente. Isto significa que o banco de capacitores estará sendo conectado e desconectado da rede permanentemente (reatância de rede). Deve se levar em conta que a colocação de uma reatância de rede reduz a tensão de alimentação em aproximadamente 2 a 3%.

As reatâncias de rede são utilizadas também para:

- Minimizar falhas no inversor provocadas por sobretensões transitórias na rede de alimentação
- Reduzir harmônicas
- Melhorar o fator de potência
- Aumentar a impedância da rede vista pelo inversor.

FILTRO DE RÁDIO-FREQÜÊNCIA - os filtros de rádio frequência são utilizados na entrada dos inversores para filtrar sinais de interferência (ruído elétrico) gerados pelo próprio inversor, que serão transmitidas pela rede e poderiam causar problemas em outros equipamentos eletrônicos.

Na grande maioria dos casos não são necessários, pois os inversores WEG já possuem internamente um filtro na entrada que evita problemas causados por Interferência Eletromagnética (EMI). Caso seja necessário, devem ser montados próximos a alimentação do inversor, estando tanto o inversor como o filtro mecanicamente sobre uma placa de montagem metálica aterrada, havendo bom contato elétrico entre a chapa e os gabinetes do filtro e inversor (ver Figura 9.3).

CONTADORES - com a finalidade de prevenir a partida automática do motor depois de uma interrupção de energia, é necessário colocar um contator na alimentação do inversor ou realizar algum intertravamento no comando do mesmo. O contador também permite um seccionamento remoto da rede elétrica que alimenta o inversor.

9.4 - Interferência eletromagnética (EMI) - conceitos básicos

O que é EMI?

A radiação eletromagnética que afeta adversamente o desempenho de equipamentos eletro-eletrônicos é conhecida geralmente por EMI ou Interferência Eletromagnética. Muitos tipos de circuitos eletrônicos são suscetíveis a EMI e devem ser protegidos para assegurar seu correto funcionamento. Da mesma forma, emissões irradiadas desde dentro dos equipamentos eletrônicos podem prejudicar o funcionamento dos mesmos ou de outros equipamentos que se encontrem perto destes.

Para assegurar o correto funcionamento de equipamentos eletrônicos, as emissões eletromagnéticas produzidas por equipamentos comerciais não devem exceder níveis fixados por organizações que regulamentam este tipo de produtos.

Em que consistem as EMIs?

A radiação eletromagnética são ondas eletromagnéticas formadas por dois campos: um campo elétrico ("E") e um campo magnético ("H") que oscilam um a 90 graus do outro. A relação de "E" para "H" é chamada a impedância de onda. Um dispositivo que opera com alta tensão e baixa corrente gera ondas de alta impedância (campos "E"). Reciprocamente, se um

dispositivo opera com correntes elevadas comparado a sua voltagem, gera campos de baixa impedância (campo "H").

A importância da impedância de onda é posta em evidência quando uma onda de EMI encontra um obstáculo tal como uma proteção de metal. Se a impedância da onda é muito diferente da impedância natural da proteção, a maior parte da energia é refletida e a energia restante é transmitida e absorvida através da superfície.

As emissões eletromagnéticas (EMI) da maioria dos equipamentos comerciais são tipicamente de alta frequência e alta impedância. A maior parte do campo emitido é do tipo "E". Os metais possuem baixa impedância por causa de sua alta condutividade. É assim que as ondas eletromagnéticas produzidas por campos "E" são refletidas por proteções de metal. Contrariamente, ondas de baixa impedância (campo H dominante) são absorvidas por uma proteção de metal.

Como proteger os equipamentos da EM/?

Para proteger os equipamentos é necessário fazer uma blindagem. Entende-se por blindagem a utilização de materiais condutivos para absorver e/ou refletir a radiação eletromagnética, causando uma abrupta descontinuidade no caminho das ondas. Como já foi comentado para ondas de baixa frequência a maior parte da energia é refletida pela superfície da blindagem, enquanto que a menor parte é absorvida. Para ondas de alta frequência geralmente predomina a absorção.

O desempenho da blindagem é uma função das propriedades e configuração do material empregado (condutividade, permeabilidade e espessura), da frequência, e da distância da fonte de radiação à proteção (blindagem).

Aterramento e Blindagem

O aterramento de um equipamento é de extrema importância para o seu correto funcionamento, devido a segurança e a blindagem eletromagnética.

Todas as partes condutoras de um equipamento elétrico que podem entrar em contato com o usuário, devem ser aterradas para proteger os mesmos de possíveis descargas elétricas. Quando um equipamento está corretamente aterrado, todas as partes condutoras que podem entrar em contato com o usuário têm que ter uma diferença de potencial de zero volt a respeito do aterramento.

A blindagem dos equipamentos é realizada normalmente com placas metálicas formando um gabinete ou caixa. Estas devem estar ligadas umas as outras através de materiais condutores e todas corretamente aterradas.

Quando é necessária a blindagem eletromagnética?

Todo equipamento que gera ondas EMI (exemplo: transistores chaveando cargas a alta frequência e com altas correntes - inversores) devem possuir blindagem eletromagnética e esta deve estar corretamente aterrada. Principalmente quando são utilizados em conjunto com outros equipamentos eletrônicos.

Blindagens eletromagnéticas típicas:

Gabinetes metálicos utilizados em equipamentos eletrônicos provêm bons níveis de blindagem eletromagnética. a qualidade desta blindagem depende do tipo de metal e espessura utilizada na fabricação dos gabinetes. Plástico e outros materiais não condutores, quando utilizados como gabinetes, podem ser metalizados com pinturas condutivas, camadas de filme metálico, etc.

Portas, aberturas, janelas, painéis de acesso, e outras aberturas em gabinetes são um caminho de entrada e saída das EMIs. Sendo assim é necessário projetar adequadamente este tipo de aberturas para minimizar a radiação emitida e absorvida.

Cabos

Os sinais elétricos transmitidos pelos cabos podem emitir radiação eletromagnética e também podem absorver radiação (se comportam como antenas) provocando falsos sinais que prejudicarão o funcionamento do equipamento. É assim que existem cabos especiais com blindagem para minimizar este tipo de interferências.

Os inversores WEG possuem boa imunidade a interferência eletromagnética externa. É necessário, porém seguir estritamente as instruções de instalação (ex.: o gabinete precisa ser aterrado).

Se perto do equipamento houver contadores, será necessário instalar supressores de transientes nas bobinas dos contadores.

9.5 - Cabos

O cabo de conexão do inversor com o motor é uma das fontes mais importantes de emissão de radiação eletromagnética. Sendo assim é necessário seguir os seguintes procedimentos de instalação

Cabo com blindagem e fio-terra, como alternativa pode ser usado eletroduto metálico com fiação comum interna.

Blindagem ou eletroduto metálico deve ser aterrados conforme Figura 9.1.

Separar dos cabos de sinal, controle e cabos de alimentação de equipamentos sensíveis

Manter sempre continuidade elétrica de blindagem, mesmo que contadores ou relés térmicos sejam instalados entre conversor e o motor.

Cabos de Sinal e Controle:

- Cabo blindado aterrado ou eletroduto metálico aterrado.
- Separação da fiação de potência.
- Caso necessário, cruzamento de cabos, fazê-lo a 90°.
- Caso necessário seguirem na mesma canaleta, usar separador metálico aterrado.
- Cabos paralelos (potência e sinais de controle) separados conforme tabela:

MODELOS	COMPRIMENTO DA FIAÇÃO (m)	DISTÂNCIA MÍNIMA DE SEPARAÇÃO (mm)
Corrente de Saída < 25 A	≤ 100	100
≤ 24 A	> 100	250
Corrente de Saída > 25 A	≤ 30	100
≥ 28 A	> 30	250

Afastar os equipamentos sensíveis a interferência eletromagnética (CLP, controladores de temperatura, etc.) dos conversores, reatâncias, filtros e cabos do motor (mínimo em 250 mm).

9.6 - Aterramento

Aterramento em um único ponto.

- Filtro + conversor + motor (ver Figura 9.2).
- O motor pode também ser aterrado na estrutura da máquina (segurança).
- Nunca utilizar neutro como aterramento.
- Não compartilhe a fiação de aterramento com outros equipamentos que operem altas correntes (motores de alta potência, máquina de solda, etc.).
- A malha de aterramento deve ter uma resistência $L < 10 \text{ Ohms}$

Recomenda-se usar filtros RC em bobinas de contadores, solenóides ou outros dispositivos similares em alimentação CA. Em alimentação CC usar diodo de roda livre.

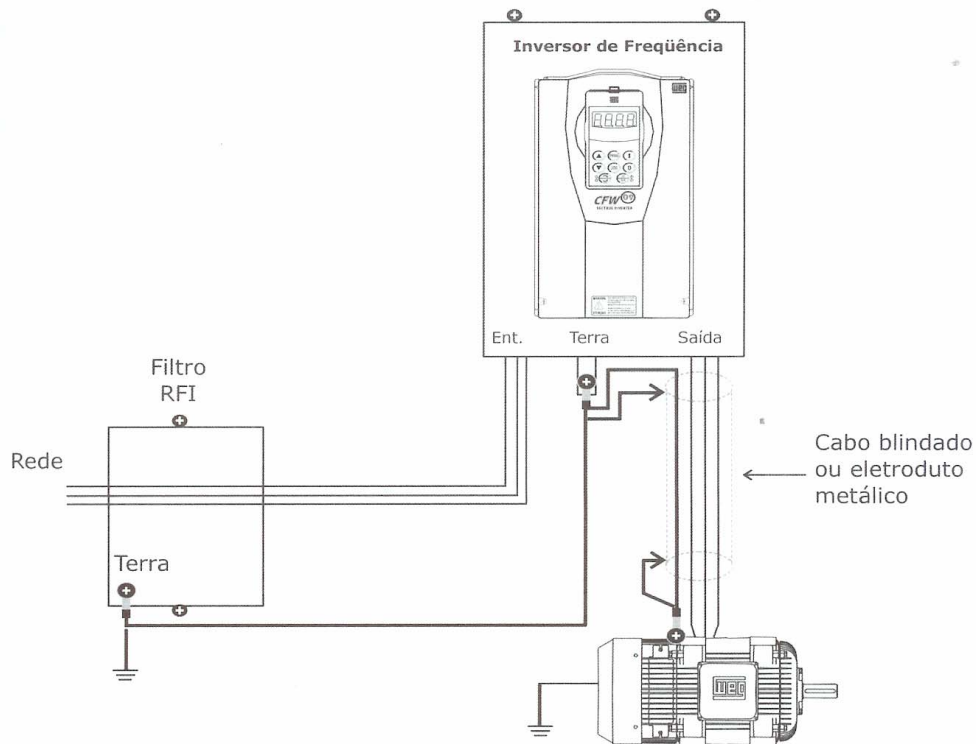


Figura 9.2 – Instalação de equipamentos.

Conexão de Resistores de Frenagem Reostática

- Cabo com blindagem aterrada ou eletroduto metálico aterrado.
- Separado dos demais.

A rede elétrica deve estar referenciada ao terra (neutro aterrado na subestação).

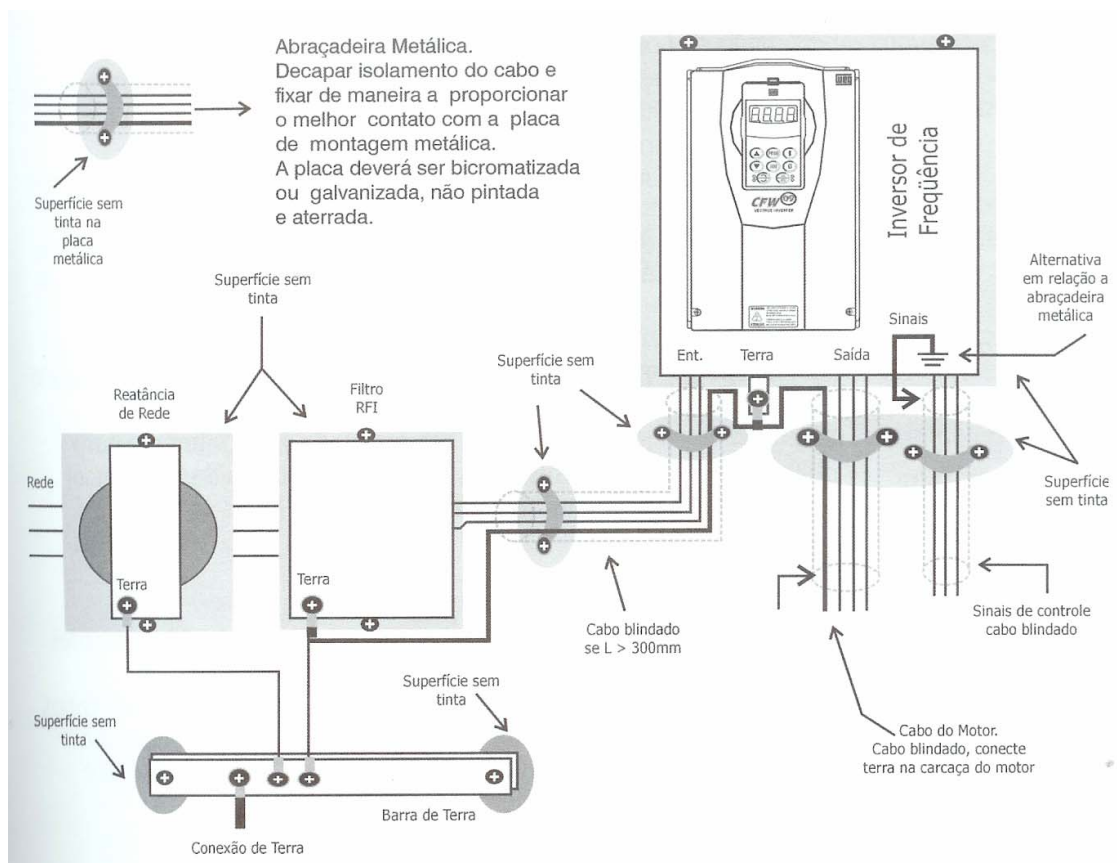


Figura 9.3 – Montagem típica "CE" em placa metálica.

9.7 - Dispositivos de saída

Relés térmicos - os inversores possuem normalmente proteção contra sobrecorrentes que tem como finalidade proteger o motor. Quando mais de um motor é acionado pelo mesmo inversor será necessário colocar um relé térmico de proteção em cada motor. Como o sinal de saída do inversor é chaveado a altas frequências, podem acontecer disparos nos relés, mesmo sem estes terem atingido a corrente nominal de disparo. Para isto não acontecer é necessário aumentar a corrente de disparo do relé em aproximadamente 10% da corrente nominal do motor.

Reatância de saída - quando a distância entre motor e inversor é grande (valor dependente do tipo de motor utilizado) podem ocorrer:

- A. Sobretensões no motor produzidas por um fenômeno chamado de onda refletida.
- B. Geração de capacitâncias entre os cabos de potência que retomam para o inversor produzindo o efeito de "fuga a terra", bloqueando o inversor.

Este tipo de problemas pode ser solucionado utilizando uma reatância entre o motor e o inversor. Esta reatância deve ser projetada especialmente para altas frequências, pois os sinais de saída do inversor possuem frequências de até 20 kHz.

9.8 - Instalação em painéis – princípios básicos

As fiações blindadas nos painéis devem ser separadas das fiações de potência e comando.

Os sinais analógicos de controle devem estar em cabos blindados com blindagem aterrada em apenas um lado, sendo efetuado sempre do lado que o sinal é gerado conforme Figura 9.4.

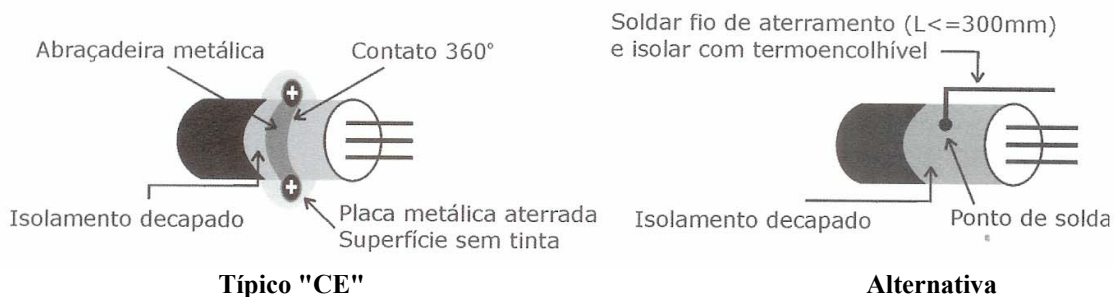


Figura 9.4 – Instalação em painéis.

Os sinais de encoder e comunicação serial devem ser aterrados conforme orientação específica no manual do equipamento, o qual estará representado no projeto. Os cabos de aterramento de barras de ("OV" e malhas) devem ser maior ou igual a 4 mm².

Os cabos de saída de potência dos conversores devem ser separados das demais fiações dentro do painel. Quando não é possível, devem cruzar-se a noventa graus.

Os cabos de entrada de sinais de transdutores tipo isoladores galvânicos devem ser separados dos cabos de saída de sinal dos mesmos.

Os aterramentos dos equipamentos devem ser efetuados rigorosamente conforme tabela de fiação que, por sua vez, deve estar rigorosamente conforme projeto, ou seja, somente devem ser efetuados os aterramentos indicados no projeto, exceto os aterramentos de estrutura, placas, suporte e portas do painel.

Conecte diferentes partes do sistema de aterramento, usando conexões de baixa impedância. Uma cordoalha é uma conexão de baixa impedância para altas frequências. Mantenha as conexões de aterramento as mais curtas possíveis.

10 - Referências bibliográficas

- 1 - MASCHERONI, J. M.; LICHTBLAU, M. e GERARDI, D – “Guia de Aplicação - Inversores de Frequência”. 2ª edição. WEG AUTOMAÇÃO. Jaraguá do Sul, SC.
- 2 - FERNANDES , R. G. - Soft Starters - Partida Suave Para Motores de Indução – Revista Mecatrônica Atual. São Paulo/SP, fevereiro/2004.
- 3 - LANDER, C. W. – Eletrônica Industrial. 2ª edição. Makron Books. São Paulo/SP, 1997.
- 4 - ELLISON, A. J. – Conversão Eletromecânica de Energia. Editora Polígono. São Paulo/SP, 1972.
- 5 - SOUZA, G. T. – Máquinas e Comandos Elétricos. ETE Pedro Ferreira Alves. São Paulo/SP, 2004.
- 6 - SANTOS FILHO, A. L. – Apostila de Eletricidade. CEFET-SP – UNED Cubatão. São Paulo/SP, 2006.
- 7 - <http://www.lei.ucl.ac.be/multimedia/eLEE/PO/index.htm>.
- 8 - SIMONE, G. A. (2000). Máquinas de Corrente Contínua – Teoria e Exercícios. Editora Érica Ltda. São Paulo, S.P. 325 p.
- 9 - ALMEIDA, J. L. A. (1994). Eletrônica Industrial. 3a Edição. Editora Érica Ltda. São Paulo, S.P. 245 p.
- 10 - ALMEIDA, J. L. A. (1998). Tiristores - Controle de Potência em CC e CA. 2ª Edição. Editora Érica Ltda. São Paulo, S.P. 151 p.
- 11 - LANDER, C. W. (1997). Eletrônica Industrial. Makron Books do Brasil Ltda. 2ª Edição. São Paulo, S.P. 647 p.
- 12 - MOHAN, N. et al. (1995). Power Electronic - Converters, Applications and Design. John Wiley & Sons, Inc. New York, U.S.A. 801 p.
- 13 - SEN, P. C. (1997). Principles of Electric Machines and Power Electronics. Second Edition. John Wiley and Sons. New York, U.S.A. 615 p.
- 14 - AHMED, A. (2000). Eletrônica de Potência. Prentice Hall do Brasil. São Paulo, S.P. 479 p.